

PCT

WELTORGANISATION FÜR GEISTIGES EIGENTUM
Internationales Büro



INTERNATIONALE ANMELDUNG VERÖFFENTLICHT NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE
INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES PATENTWESENS (PCT)

(51) Internationale Patentklassifikation ⁷ : H04L 27/26	A1	(11) Internationale Veröffentlichungsnummer: WO 00/25492
		(43) Internationales Veröffentlichungsdatum: 4. Mai 2000 (04.05.00)

(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP99/08134
(22) Internationales Anmeldedatum: 27. Oktober 1999 (27.10.99)
(30) Prioritätsdaten:
198 49 553.6 27. Oktober 1998 (27.10.98) DE
(71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten ausser US): FRAUN-
HOFER-GESELLSCHAFT ZUR FÖRDERUNG DER
ANGEWANDTEN FORSCHUNG E.V. [DE/DE]; Leon-
rodstrasse 54, D-80636 München (DE).
(72) Erfinder; und
(75) Erfinder/Anmelder (nur für US): MEISTER, Wolfgang
[DE/DE]; Gabelsbergerstrasse 59, D-80333 München (DE).
(74) Anwalt: SCHOPPE, Fritz; Schoppe, Zimmermann & Stöckeler,
Postfach 71 08 67, D-81458 München (DE).

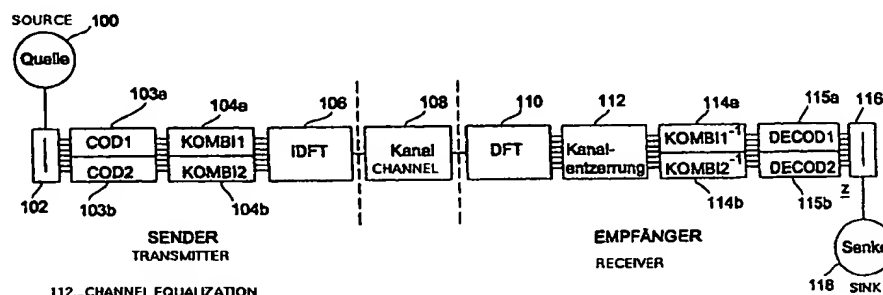
(81) Bestimmungsstaaten: DE, JP, US, europäisches Patent (AT,
BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU,
MC, NL, PT, SE).

Veröffentlicht

*Mit internationalem Recherchenbericht.
Vor Ablauf der für Änderungen der Ansprüche zugelassenen
Frist; Veröffentlichung wird wiederholt falls Änderungen
eintreffen.*

(54) Title: CHANNEL ALLOCATION METHOD AND DEVICE FOR CODED AND COMBINED INFORMATION SETS

(54) Bezeichnung: KANALZUWEISUNGSVERFAHREN UND VORRICHTUNG FÜR KODIERTE UND KOMBINIERT E INFORMATIONSSÄTZE



(57) Abstract

The invention relates to a device for transmitting a sequence of information symbols via a plurality of partial channels having different transmission characteristics and forming together a transmission channel. According to said method, the sequence of information symbols is grouped (102), whereupon a first set and a second set of information symbols are coded (103a, 103b) using different coding methods. The coded information symbols are then combined (104a, 104b) in sets and transmitted via a channel having two sets of partial channels. Both the first and the second set of partial channels have at least one partial channel whose signal-to-noise ratio, when not combined, would be lower than a threshold signal-to-noise ratio minimally required by the coding method used by the set belonging to said partial channel in order to accomplish a given reliability during decoding of the information symbols and whose signal-to-noise ratio is greater than or the same as the threshold signal-to-noise ratio as a result of the combination step.

(57) Zusammenfassung

Bei einer Vorrichtung zum Senden einer Folge von Informationssymbolen über eine Mehrzahl von Teilkanälen, die unterschiedliche Übertragungscharakteristika aufweisen und zusammen einen Übertragungskanal bilden, wird die Folge von Informationssymbolen gruppiert (102), wonach ein erster Satz und ein zweiter Satz der Informationssymbole mittels unterschiedlicher Codierv Verfahren codiert werden (103a, 103b). Die codierten Informationssymbole werden hierauf satzweise kombiniert (104a, 104b) und über einen Kanal mit zwei Sätzen von Teilkanälen übertragen, wobei sowohl der erste als auch der zweite Satz von Teilkanälen zumindest einen Teilkanal aufweisen, dessen Signal/Rausch-Verhältnis ohne das Kombinieren kleiner als ein Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis sein würde, das für das von dem Satz, zu dem dieser Teilkanal gehört, verwendete Codierv Verfahren minimal erforderlich ist, um eine vorbestimmte Zuverlässigkeit beim Decodieren der Informationssymbole zu erhalten, und dessen Signal-Rausch-Verhältnis aufgrund des Schritts des Kombinierens größer oder gleich dem Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis ist.

LEDIGLICH ZUR INFORMATION

Codes zur Identifizierung von PCT-Vertragsstaaten auf den Kopfbögen der Schriften, die internationale Anmeldungen gemäss dem PCT veröffentlichen.

AL	Albanien	ES	Spanien	LS	Lesotho	SI	Slowenien
AM	Armenien	FI	Finnland	LT	Litauen	SK	Slowakei
AT	Österreich	FR	Frankreich	LU	Luxemburg	SN	Senegal
AU	Australien	GA	Gabun	LV	Lettland	SZ	Swasiland
AZ	Aserbaidshan	GB	Vereinigtes Königreich	MC	Monaco	TD	Tschad
BA	Bosnien-Herzegowina	GE	Georgien	MD	Republik Moldau	TG	Togo
BB	Barbados	GH	Ghana	MG	Madagaskar	TJ	Tadschikistan
BE	Belgien	GN	Guinea	MK	Die ehemalige jugoslawische Republik Mazedonien	TM	Turkmenistan
BF	Burkina Faso	GR	Griechenland	ML	Mali	TR	Türkei
BG	Bulgarien	HU	Ungarn	MN	Mongolei	TT	Trinidad und Tobago
BJ	Benin	IE	Irland	MR	Mauretanien	UA	Ukraine
BR	Brasilien	IL	Israel	MW	Malawi	UG	Uganda
BY	Belarus	IS	Island	MX	Mexiko	US	Vereinigte Staaten von Amerika
CA	Kanada	IT	Italien	NE	Niger	UZ	Usbekistan
CF	Zentralafrikanische Republik	JP	Japan	NL	Niederlande	VN	Vietnam
CG	Kongo	KE	Kenia	NO	Norwegen	YU	Jugoslawien
CH	Schweiz	KG	Kirgisistan	NZ	Neuseeland	ZW	Zimbabwe
CI	Côte d'Ivoire	KP	Demokratische Volksrepublik Korea	PL	Polen		
CM	Kamerun	KR	Republik Korea	PT	Portugal		
CN	China	KZ	Kasachstan	RO	Rumänien		
CU	Kuba	LC	St. Lucia	RU	Russische Föderation		
CZ	Tschechische Republik	LI	Liechtenstein	SD	Sudan		
DE	Deutschland	LK	Sri Lanka	SE	Schweden		
DK	Dänemark	LR	Liberia	SG	Singapur		
EE	Estland						

KANALZUWEISUNGSVERFAHREN UND VORRICHTUNG FÜR KODIERTE UND KOMBINIerte INFORMATIONSSÄTZE

Beschreibung

Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf eine Vorrichtung und ein Verfahren zum Senden und auf eine Vorrichtung und ein Verfahren zum Empfangen und insbesondere auf ein Mehrkanalkonzept, bei dem unterschiedliche Codierverfahren zum Einsatz kommen.

Die hochratige Datenübertragung in bestehenden Telefonnetzen zwischen Vermittlungsstelle und Endstelle gewinnt mit der Einführung neuer Internet-Dienste zunehmend an Bedeutung. Aus Kostengründen stehen hierfür vorerst nur die vorhandenen Cu-Kabel zur Verfügung. Diese wurden ursprünglich jedoch ausschließlich für die Übertragung niederfrequenter Sprachsignale dimensioniert und weisen ein ausgeprägtes Tiefpaßverhalten auf. Mittels entsprechender Leitungscodes gelingt die Übertragung von 144 kBit/s über Entfernungen bis etwa 5 km (ISDN-Basisanschluß) und, abhängig von der Qualität des Kabels und der vorhandenen Störumgebung, von 2 Mbit/s über Entfernungen von 2 - 3 km (ISDN-Primärgruppenanschluß). Bei diesen Verfahren kommen niederstufige, meist ternäre oder quaternäre, Codierverfahren zur Anwendung.

Wegen der mit der Frequenz stark zunehmenden Leitungsdämpfung und der starken Zunahme von Störungen zwischen einzelnen benachbarten Leitungspaaren eines Kabels eignen sich die erwähnten Verfahren mit ihren Leitungscodes jedoch nicht zur Übertragung noch höherer Bitraten.

Zur Übertragung höherer Datenraten wurden in jüngster Vergangenheit die aus der Theorie seit langem bekannten Vielträgerverfahren oder Multiträgerverfahren mit spektraler Anpassung an den Übertragungskanal für den praktischen Einsatz

entwickelt. Diese Verfahren ermöglichen durch ihre virtuelle Aufteilung des Übertragungskanals in zahlreiche einzelne Teilkanäle eine bessere Ausnutzung des Übertragungskanals.

Im Folgenden wird zunächst eine Beschreibung herkömmlicher OFDM- (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) bzw. DMT- (Discrete Multi Tone) Verfahren gegeben, in der dargelegt wird, daß bei diesen Verfahren eine bestimmte Information jeweils genau über eine Trägerfrequenz, d.h. einen Teilkanal übertragen wird.

Die Bitfehlerwahrscheinlichkeit eines digitalen Übertragungssystems wird wesentlich durch das gewählte Modulationsverfahren einerseits sowie durch die beim Empfänger dem Empfangssignal überlagerten Störungen andererseits bestimmt. Die Wahl des Modulationsverfahrens bestimmt dabei die mit jedem Modulationssymbol übertragbaren Bits. Teilkanäle im unteren Frequenzbereich weisen aufgrund der niedrigen Leitungsdämpfung und des geringeren Übersprechens zwischen benachbarten Aderpaaren beim Empfänger ein wesentlich höheres Signal/Rausch-Verhältnis (S/R -Verhältnis; $S/R = \text{Carrier/Noise}$) auf als Teilkanäle in höheren Frequenzbereichen.

Hierdurch wird es möglich, in niederfrequenten Teilkanälen durch Anwendung höherstufiger Modulationsverfahren mehr Information je Modulationssymbol zu übertragen. Insgesamt ergibt sich damit eine höhere Gesamtübertragungsrate. Bei xDSL-Übertragungsverfahren (DSL = Digital Subscriber Line) kommen ausschließlich 2^x -QAM-Modulationsverfahren (QAM = Quadratur-Amplituden-Modulation) zur Anwendung. Bei diesen Modulationsverfahren wird eine bestimmte Anzahl von Bits einem \cos -Träger und einem \sin -Träger mit einer Frequenz durch Amplitudenmodulation aufgeprägt. Die Anzahl x der Informationen in Bit, welche einer Trägerschwingung bei der Modulation mittels eines $2x$ -stufigen Modulationsverfahrens aufgeprägt werden, wird als Bitloadingfaktor bzw. Bitloading bezeichnet.

Bei xDSL-Verfahren ist durch geeignete Wahl der Aussendungsdauer und des Frequenzabstandes der einzelnen Trägerschwingungen sichergestellt, daß zumindest im Fall einer verzerrungsfreien Übertragung zwischen allen Trägerschwingungen hinreichend Orthogonalität besteht. Dies ermöglicht es, daß die einzelnen Trägerschwingungen als unabhängige Teilkanäle innerhalb des gesamten Übertragungskanals betrachtet werden können. Die Erzeugung der einzelnen sin- und cos-Trägerschwingungen geschieht nun nicht durch getrennte Modulation von N separat erzeugten Trägerschwingungen sondern insgesamt durch inverse diskrete Fourier-Transformation (IDFT) eines Vektors t mit N komplexwertigen Komponenten.

Fig. 7 der vorliegenden Erfindung zeigt eine herkömmliche OFDM-Übertragungsstrecke bzw. eine herkömmliche DMT-Übertragungsstrecke. Die Übertragungsstrecke weist eine Quelle 700 auf, die eine Folge von Informationssymbolen aussendet. Durch eine Einrichtung 702 zum Gruppieren werden jeweils M von der Quelle 700 gelieferte Informationssymbole zusammengefaßt und auf die N Komponenten eines Vektors t abgebildet. Dabei gilt im allgemeinen M ungleich N , und bei der Abbildung wird durch eine entsprechende Codierung, d.h. eine geeignete Gewichtung und Zuordnung zu den einzelnen Komponenten des Vektors t die Wahl des Modulationsverfahrens berücksichtigt. Ein bestimmtes Informationssymbol wird dabei genau einer Komponente des Vektors t zugeordnet. Der Einrichtung 702 zum Gruppieren folgt eine Einrichtung 704 zum Aufprägen der Informationssymbole bzw. der Komponenten des Vektors t auf die entsprechenden Trägerfrequenzen des Übertragungskanals. Jede Komponente des Vektors t wird dabei genau einer Trägerschwingung mittels einer inversen Fourier-Transformation (IDFT) aufgeprägt. Man erhält ein moduliertes Signal v , das über einen verzerrenden Übertragungskanal 706 übertragen wird, an dessen Ende ein verzerrtes Signal w austritt, dessen Träger oder Komponenten durch den Kanal abhängig von ihrer Trägerfrequenz unterschiedlich verzerrt werden.

Das Signal w wird durch eine Einrichtung 708 zum Extrahieren, d. h. eine Einrichtung zum Durchführen einer diskreten Fourier-Transformation (DFT), demoduliert, um die Informationssymbole bzw. die einzelnen Trägerschwingungen mit den ihnen aufgeprägten Informationssymbolen, zu extrahieren. Anschließend wird in einer Einrichtung 710 zum Entzerren bzw. in einem Kanalentzerrer die frequenzabhängige, durch den Übertragungskanal bedingte, Verzerrung des Signals soweit nötig und/oder möglich ausgeglichen, um ein entzerrtes Signal z zu erhalten, das durch eine Einrichtung 712 zum Aufheben der Gruppierung wieder in eine Folge von Informationssymbolen umgewandelt und zu einer Senke 714 bzw. einem Empfänger (dem Adressaten der Nachricht) weitergegeben wird.

Der gültige Standard für das Übertragungsverfahren ADSL (ADSL = Advanced Digital Subscriber Line) sieht z. B. die Aufteilung des Frequenzbereichs 26 kHz bis 1104 kHz in insgesamt 248 Teilkanäle mit je 4,35 kHz Bandbreite vor. Für die Übertragung in den tieffrequenten Teilkanälen sieht der Standard dann die Anwendung eines 2^{15} -QAM-Modulationsverfahrens mit einer Informationsrate bzw. einem Bitloading von 15 Bit/Modulationssymbol vor, wohingegen in den obersten Teilkanälen lediglich ein 4-QAM-Modulationsverfahren mit einer Informationsrate von 2 Bit/Modulationssymbol zur Anwendung kommt. Die Stufenzahl der in den einzelnen Teilkanälen zur Anwendung kommenden Modulationsverfahren erniedrigen sich entsprechend dem mit der Frequenz abnehmenden S/R-Verhältnis. Insgesamt ergibt sich eine Brutto-Übertragungsrate von ca. 8 Mbit/s innerhalb eines Frequenzbereichs von 26 kHz bis 1104 kHz, was einer Bandbreiteneffizienz von etwa 7,6 Bit/Hz entspricht. Legt man die im Standard angeführten Kabelkonfigurationen zugrunde, so ergibt sich, abhängig von der Leistungsdämpfung und der übertragenen Datenrate, eine überbrückbare Entfernung von ca. 6 km.

Fig. 8 zeigt das S/R-Verhältnis des Kanals als Funktion der Frequenz, das die obere Frequenzgrenze der Teilkanäle bestimmt, und die nutzbare Trägerbelegung beim herkömmlichen OFDM-Verfahren bzw. DMT-Verfahren. Die kontinuierlich abfallende Kurve in Fig. 8 gibt das sich aufgrund der Kabeldämpfung ergebende S/R-Verhältnis über der Frequenz wieder. Dabei wird von einem Störgeräusch mit konstanter spektraler Störleistungsdichte N_0 ausgegangen. Die treppenförmig absteigende Kurve gibt das bei Verwendung eines 2^X -Modulationsverfahrens nutzbare S/R-Verhältnis an. Der abrupte Abbruch der Treppenkurve resultiert aus der Tatsache, daß auch beim angewendeten niederstufigen Modulationsverfahren 4-QAM (oder auch 2-QAM) ein gewisses minimales S/R-Verhältnis gegeben sein muß, um eine bestimmte Bitfehlerrate sicherzustellen. Dieser Wert ergibt sich u.a. aus der gewünschten Zuverlässigkeit der Übertragung und dem gewünschten Implementierungsaufwand für die FEC (Forward Error Correction = Vorwärtsfehlerkorrektur). Dieses minimale S/R-Verhältnis für das niederststufige Modulationsverfahren wird im Rahmen dieser Beschreibung als Implementierungsmargin bezeichnet. In Fig. 8 wird beispielhaft ein Wert von 14 dB zugrunde gelegt.

Ein Nachteil des oben beschriebenen Verfahrens besteht darin, daß trotz der spektralen Effizienz von ca. 7,6 Bit/Hz das Verfahren für die digitale Signalverarbeitung eine Digital-Analog- und Analog-Digital-Wandlung mit einer Genauigkeit von deutlich mehr als 2×7 Bit, d.h. eine Signalraumquantelung von mehr als 2^{15} , erfordert, was dem Doppelten der tatsächlichen Bandbreiteneffizienz des Übertragungsverfahrens entspricht. Diese Genauigkeit ist erforderlich, damit die gesamte in den unteren Teilkanälen übertragene Information fehlerfrei codiert und decodiert werden kann.

Ein weiterer Nachteil des oben beschriebenen Verfahrens besteht darin, daß die Digital-Analog- und Analog-Digital-Wandlung mit mindestens der doppelten Frequenz des obersten Teilkanals erfolgen muß. Es ergeben sich daher gravierende

Implementierungsnachteile.

Ein weiterer Nachteil des oben beschriebenen Verfahrens besteht darin, daß die gesamte Signalverarbeitung bis zum Entscheider, z. B. die erforderliche Fourier-Transformation, mit einer numerischen Genauigkeit durchgeführt werden muß, bei der sichergestellt ist, daß auftretende Rundungsfehler die einwandfreie Erfassung der Information in niederfrequenten Teilkanälen nicht beeinträchtigen.

Ein weiterer Nachteil des oben beschriebenen Verfahrens besteht darin, daß sich die für die einzelnen Teilkanäle verwendeten Modulationsverfahren nur in Schrittweiten von Potenzen von 2 anpassen lassen. Mithin kann erst dann von einem 2^X -stufigen Modulationsverfahren auf ein 2^{X+1} -stufiges Modulationsverfahren übergegangen werden, wenn sich das S/R-Verhältnis im jeweiligen Teilkanal um den Faktor 2 erhöht hat. Eine geringere Erhöhung des S/R-Verhältnisses kann nicht genutzt werden.

In der Fachveröffentlichung "Channel Coding and Modulation for Transmission over Multipath Channels", Jürgen Lindner, AEÜ, Band 49, Nr. 3, 1995, Seiten 110-119 sind verschiedene Verfahren zur Kanalcodierung und Modulation bei einer Übertragung über Mehrwegekanäle beschrieben. Angenommen wird eine codierte Modulation zusammen mit einer linearen Blockmodulation mit orthogonalen Funktionen. Dies beinhaltet zum einen übliche Mehrträgerverfahren gemäß der OFDM Technik, sowie deren Verallgemeinerung, was als OCDM-Verfahren bezeichnet wird, wobei das "C" für "Codieren" steht. Beim OCDM-Verfahren wird die "Last der Übertragung" über alle OFDM-Teilkanäle übertragen, indem der Vektor, der sämtliche über alle Kanäle parallel zu übertragenden Symbole umfaßt, mit einer unitären Matrix multipliziert wird. Jeder OFDM-Teilkanal trägt nun einen Teil jeder Komponente des Vektors, d. h. jedes Symbols. Ein entsprechender Algorithmus auf der Empfangsseite umfaßt eine Matrixmultiplikation mit einer zur

Matrix im Sender konjugiert komplex transponierten Matrix. Dadurch, daß alle Symbole, die parallel über einen Übertragungskanal übertragen werden, miteinander verbunden werden, wird auch die gesamte Rauschleistung des Kanals nach einer inversen Kombination im Empfänger auf alle Teilkanäle gleichmäßig verteilt.

Nachteilig an diesem Verfahren ist die Tatsache, daß es nicht auf Modulationsverfahren anwendbar ist, die in Fig. 7 und Fig. 8 beschrieben sind. Verschiedene Teilkanäle erfordern aufgrund der unterschiedlichen Signal/Rausch-Verhältnisse unterschiedliche Codierverfahren, damit ein über diesen Kanal übertragenes Symbol mit einer bestimmten Zuverlässigkeit im Empfänger decodiert werden kann. Eine Vergleichmäßigung über den gesamten Übertragungskanal würde daher dazu führen, daß lediglich die Träger mit höheren Trägerfrequenzen, für die Codierverfahren zum Einsatz gekommen sind, die relativ wenig Informationen zuweisen, wieder korrekt decodiert werden können, während niederfrequenter Träger, bei denen höherstufige Codierverfahren zum Einsatz gekommen sind, aufgrund einer Verletzung des Grenz-Signal/Rausch-Verhältnisses, d. h. des Signal/Rausch-Verhältnisses, das minimal erforderlich ist, um eine korrekte Decodierung mit vorbestimmter Zuverlässigkeit dieses Teilkanals zu erreichen, nicht mehr korrekt decodiert werden können, was zu gravierenden Informationsverlusten führen wird.

Ein weiteres Problem bei dem bekannten Verfahren der Kombination aller Träger miteinander besteht darin, daß ein Übertragungskanal, der einen oder mehrere Frequenzbereiche aufweist in denen eine sehr hohe Dämpfung und/oder eine sehr hohe Störleistung auftritt, zu einem vollkommenen Informationsverlust im gesamten Übertragungskanal führen kann, wenn als Ergebnis der inversen Kombination im Empfänger das resultierende gemittelte Signal/Rausch-Verhältnis unter einen bestimmten Wert sinkt. Anders ausgedrückt können sehr wenige, sehr schlechte Teilkanäle die Bitfehlerrate beim Deco-

dieren aller Teilkanäle unter einen geforderten Minimalwert absinken lassen. Abhilfe dagegen kann nur erreicht werden, wenn entweder die Sendeleistung in allen Teilkanälen erhöht wird, oder wenn ein Codierverfahren zum Einsatz kommt, das einem Informationssymbol weniger Informationen zuweist, derart, daß das Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis für ein Decodieren mit einer geforderten Mindest-Zuverlässigkeit ausreicht.

Diese beiden Möglichkeiten sind jedoch nicht wünschenswert, da eine Erhöhung der Sendeleistung unter Umständen nicht durchführbar ist, z.B. im Falle einer vorgegebenen maximalen spektralen Leistungsdichte des Sendesignals oder einer vorgegebenen maximalen Gesamtleistung des Sendesignals, oder daß der Anwendungsfall eine bestimmte Mindestübertragungsrate erfordert, die bei Verwendung niederstufiger Modulationsverfahren dann nicht mehr erreicht werden kann.

Die Aufgabe der vorliegenden Erfindung besteht darin, eine Vorrichtung und ein Verfahren zum Senden einer Folge von Informationssymbolen sowie eine Vorrichtung und ein Verfahren zum Empfangen eines gesendeten Signals zu schaffen, die eine gute Ausnutzung der verfügbaren Kapazität des Übertragungssignals bei einfacher Implementierung ermöglicht.

Diese Aufgabe wird durch eine Vorrichtung zum Senden nach Patentanspruch 1, für eine Vorrichtung zum Empfangen nach Patentanspruch 16, durch ein Verfahren zum Senden nach Patentanspruch 21 und durch ein Verfahren zum Empfangen nach Patentanspruch 22 gelöst.

Der vorliegenden Erfindung liegt die Erkenntnis zugrunde, daß durch Vergleichmäßigung des Verlaufs der Rauschleistungsdichte bzw. Störleistungsdichte bzw. durch eine Vergleichmäßigung des Signal/Rausch-Verhältnisses in jeweiligen Sätzen von Teilkanälen eines gestörten Übertragungskanals bzw. durch die Verteilung der zu übertragenden Informationen in Sätzen von Teilkanälen eines Gesamtübertragungskanals

sich eine bessere Ausnutzung der verfügbaren Kapazität des Übertragungskanals erzielen läßt, und so einerseits eine Erhöhung der Zuverlässigkeit der übertragenen Information ermöglicht wird.

Das erfindungsgemäße Konzept zeichnet sich einerseits dadurch aus, daß bereits beim Senden der Übertragungskanal derart berücksichtigt wird, daß zumindest zwei unterschiedliche Codierverfahren zum Einsatz kommen, die sich in der Informationsmenge unterscheiden, die sie einem Informationssymbol zuweisen, und daß die Codierverfahren bei der Kombination der codierten Informationssymbole aus den jeweiligen Teilsätzen berücksichtigt werden. Dies äußert sich darin, daß nur Teilkanäle innerhalb eines Satzes von Teilkanälen miteinander kombiniert werden, d. h. daß nur Teilkanäle miteinander kombiniert werden, die mit dem gleichen Codierverfahren codiert worden sind. Die Vergleichmäßigung des Signal/Rausch-Verhältnisses findet somit nicht über den gesamten Übertragungskanal statt, sondern an den Kanal angepaßt, bzw. an die verschiedenen Codierverfahren angepaßt. Das Vergleichmäßigen in den beiden Teilsätzen, d. h. das Kombinieren der codierten Informationssymbole in den einzelnen Sätzen von Teilkanälen führt dazu, daß jeder Satz von Teilkanälen zumindest einen Teilkanal aufweist, dessen Signal/Rausch-Verhältnis ohne den Schritt des Kombinierens kleiner als ein Grenz-Signal-Rausch-Verhältnis sein würde, das für das von dem Satz, zu dem dieser Teilkanal gehört, verwendete Codierverfahren minimal erforderlich ist, um eine vorbestimmte Zuverlässigkeit beim Decodieren der Informationssymbole zu erhalten, und dessen Signal/Rausch-Verhältnis aufgrund des Schritts des Kombinierens größer oder gleich diesem Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis ist.

Üblicherweise wird ein Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis dadurch definiert sein, daß ein Decodierer im Empfänger die codierten Informationssymbole mit einer Bitfehlerrate decodieren kann, die unterhalb einer maximal zulässigen Bitfeh-

lerrate ist. Selbstverständlich ist dieser Wert je nach Anwendungsfall variabel, je nachdem, welche Empfangsqualität im Empfänger gefordert ist.

Es sei darauf hingewiesen, daß zur Anwendung des erfindungsgemäßen Verfahrens in seiner allgemeinsten Form keine exakte Kenntnis des Übertragungskanals erforderlich ist, sondern lediglich eine grobe Schätzung des Übertragungskanals, um das Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis für jeden Teilkanal zumindest grob einschätzen zu können. Je genauer der Übertragungskanal jedoch bekannt ist bzw. dynamisch gemessen wird, desto genauer können die verschiedenen Modulationsverfahren und die verschiedenen Sätze von Teilkanälen an den vorhandenen Übertragungskanal adaptiert werden und eine entsprechend höhere nutzbare Übertragungsrate wird sich im Ergebnis einstellen. Im Falle einer genauen Kenntnis des Übertragungskanals kann so mit dem Verfahren gemäß der vorliegenden Erfindung die übertragbaren Informationsrate gegenüber dem Stand der Technik deutlich erhöht werden. Selbst wenn der Kanal nur ganz grob abgeschätzt ist, ermöglicht die vorliegende Erfindung dennoch aufgrund der zumindest zwei verwendeten Codierverfahren in Verbindung mit den zumindest zwei verwendeten Kombinationsvorschriften bereits eine Kanal-angepaßte Übertragung, wobei die Datenrate des erfindungsgemäßen Sende/Empfangs-Konzepts bereits aufgrund der Tatsache, daß jeder Satz von Teilkanälen zumindest einen Teilkanal enthält, dessen Signal/Rausch-Verhältnis aufgrund des Kombinierens größer oder gleich einem Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis ist, womit zumindest auf diesen einen Teilkanal noch ein höherstufiges Codierverfahren angewendet werden kann, d. h. daß ihm mehr Information zugeordnet werden kann, als es beim Stand der Technik, der in Fig. 8 dargelegt ist, der Fall ist. Darüberhinaus ermöglicht das Verfahren gemäß der vorliegenden Erfindung eine Erhöhung der nutzbaren Gesamtbandbreite des Übertragungskanals, da der zumindest eine Teilkanal des zweiten Satzes von Teilkanälen beim bekannten Konzept bereits nicht mehr nutzbar ist, da

für diesen Teilkanal ohne das Kombinieren im zweiten Teilsatz das Signal/Rausch-Verhältnis bereits kleiner als das Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis war.

Das erfindungsgemäße Verfahren liefert eine hohe Flexibilität dahingehend, wie nahe bei der Vergleichmäßigen des Signal/Rausch-Verhältnisses in einem Satz von Teilkanälen an die Zuverlässigkeitsgrenze herangegangen wird. Anders ausgedrückt wird das Signal/Rausch-Verhältnis der Teilkanäle in einem Satz von Teilkanälen um so geringer, je mehr Teilkanäle beim Kombinieren berücksichtigt werden, ohne Kombinieren eine Übertragungsqualität aufweisen würden, die den Anforderungen des Codierverfahrens bei diesem Teilkanal nicht entsprechen würde. Es kann also immer ein guter Kompromiß zwischen Übertragungsrate und Zuverlässigkeit gewonnen werden.

Wird das Signal/Rausch-Verhältnis der Teilkanäle in einem Satz von Teilkanälen sehr nahe dem Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis gewählt, so ist die Anzahl der Teilkanäle, in denen ein höherwertiges Codierverfahren verwendet werden kann, hoch, wodurch eine entsprechend höhere Datenrate realisierbar wird, was jedoch eine genauere Kenntnis des Kanals erforderlich macht. Wird dagegen die Anzahl der Teilkanäle, die im Vergleich zum bekannten Verfahren zusätzlich mit dem höherstufigen Codierverfahren codiert werden können, niedrig gewählt, so liegt das Signal/Rausch-Verhältnis der Teilkanäle in dem Satz von Teilkanälen deutlich über dem mindestens erforderlichen Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis. In diesem Fall ist eine nicht so präzise Kenntnis des Übertragungskanals erforderlich, da auch Abweichungen des Übertragungsverhaltens nicht unmittelbar zu einem Absinken des Signal/Rausch-Verhältnisses unter das erforderliche Mindest-Signal/Rausch-Verhältnis und damit zu einem Verlust der in diesem Satz von Teilkanälen übertragenen Information führt. Selbst wenn im Falle eines nur grob bekannten Kanals ein "Übertragungsloch" auftritt, findet im

schlimmsten Fall lediglich ein Gesamtverlust des Satzes von Teilkanälen statt, in dem das Übertragungsloch liegt. Die Teilkanäle des zumindest einen anderen Satzes sind davon jedoch nicht betroffen, da nicht über den gesamten Übertragungskanal kombiniert wurde, sondern lediglich innerhalb der Sätze von Teilkanälen. Es ist offensichtlich, daß dieser Kompromiß sehr stark anwendungsabhängig ist.

Sehr einfach an den gegebenen Anwendungsfall adaptierbar ist bei dem Verfahren gemäß der vorliegenden Erfindung die Anzahl der verwendeten unterschiedlichen Codierverfahren und Modulationsverfahren sowie die Anzahl der daraus resultierenden verwendeten Sätze von Teilkanälen. Ist als Optimierungskriterium des Anwendungsfalles einzig die Maximierung der übertragbaren Informationsrate vorgegeben, d.h. soll die zur Verfügung stehende Kanalkapazität ohne Beachtung weiterer Randbedingungen optimal ausgenutzt werden, so bietet sich die Verwendung einer größeren Anzahl von Sätzen von Teilkanälen an, wodurch sich eine optimale spektrale Anpassung an den vorhandenen Übertragungskanal ergibt. In diesem Falle wird die Aufteilung der Einzelkanäle zu den verschiedenen Sätzen von Teilkanälen derart vorgenommen, daß sich, unter Verwendung von Sätzen von Teilkanälen mit ggfl. sehr unterschiedlichen Bitloadingfaktoren, d.h. Codierverfahren, welche sich in der Signalraumquantelung entsprechend dem Anwendungsfall sehr stark unterscheiden können, als Ergebnis dieser Aufteilung eine optimale Anpassung an den Übertragungskanal und eine maximale übertragbare Informationsrate ergibt. Dies hat jedoch manchmal den Nachteil, daß sehr genaue A/D-Wandler bzw. Arithmetik-Einrichtungen verwendet werden müssen. Ist als Optimierungskriterium des Anwendungsfalles jedoch die einfache Implementierung der Signalverarbeitungseinrichtungen in Sender und Empfänger vorgegeben, so bietet das Verfahren gemäß der vorliegenden Erfindung die Möglichkeit einer Anpassung an den Übertragungskanal durch Verwendung von minimal 2 Sätzen von Teilkanälen mit verschiedenen Codierverfahren, z.B. mit einem ersten Satz von

Teilkanälen, in dem ein 2^2 -QAM-Verfahren als Codierverfahren zur Anwendung kommt und einem zweiten Satz von Teilkanälen, in denen ein 2^3 -QAM-Verfahren zur Anwendung kommt. Das erfindungsgemäße Verfahren ermöglicht durch die Vergleichmäßigung eine Ausweitung des für die Übertragung nutzbaren Frequenzbereichs gegenüber dem Stand der Technik und so eine Steigerung der übertragbaren Informationsrate gegenüber Verfahren nach dem Stand der Technik.

Ebenfalls hohe Flexibilität ermöglicht die vorliegende Erfindung bezüglich der Belegung der Sätze von Teilkanälen. Im Falle einer Übertragung mit maximaler Datenrate wird die Anzahl der Sätze von Teilkanälen der Anzahl der maximal möglichen Codierverfahren entsprechen. Im Falle der Anforderung nach einfacher Implementierbarkeit, z.B. der Forderung der Verwendung von A/D- und D/A-Wandlern mit einer grobstufigen Amplitudenquantisierung, der Forderung nach einer einfachen Implementierung der numerischen Signalverarbeitung oder der Forderung nach Zulässigkeit größerer linearer oder nicht-linearer Signalverzerrungen wird die Anzahl der Sätze von Teilkanälen minimal sein und es werden Codierverfahren mit nur grober Quantisierung des Signalraumes zur Anwendung kommen, im Extremfall wird die Anzahl der Sätze von Teilkanälen gleich der erforderlichen minimalen Anzahl von 2 sein und es werden 2 verschiedene Codierverfahren, im Extremfall ein 2^2 -QAM- und ein 2^3 -QAM-Verfahren als Codierverfahren zur Anwendung kommen, wobei die obere Frequenzgrenze des ersten Satzes von Teilkanälen bzw. die untere Frequenzgrenze des zweiten Satzes von Teilkanälen wiederum je nach Anforderung festgelegt werden kann. Wird auf eine möglichst hohe Datenrate abgestellt, so wird die obere Frequenzgrenze des ersten Satzes von Teilkanälen möglichst hoch gewählt, derart, daß sämtliche Teilkanäle des ersten Satzes von Teilkanälen bzgl. des durch das Codierverfahren bestimmten Grenz-Signal/Rausch-Verhältnisses nur eine geringe Implementierungsmargin aufweisen. Die Genauigkeit, mit der dies durchgeführt werden kann, wird von der Genauigkeit

bestimmt, mit der das Übertragungsverhalten des Gesamtkanals bekannt ist.

Ist von einem Übertragungskanal bekannt, daß er Teilkanäle mit schlechtem oder sehr schlechtem Übertragungsverhalten besitzt, so bietet es sich an, diese Teilkanäle von der Zuordnung zu den Sätzen von Teilkanälen und damit von der Übertragung auszuschließen. Hierdurch wird, abhängig vom genauen Übertragungsverhalten in den einzelnen Teilkanälen, eine andere Zusammenfassung der Sätze von Teilkanälen, verbunden mit einer Erweiterung des für die Übertragung nutzbaren Frequenzbereichs des Übertragungskanals möglich.

Das erfindungsgemäße Verfahren liefert somit auch dahingehend Flexibilität, daß nicht, wie im Stand der Technik, die Informationssymbole sämtlicher Träger miteinander kombiniert werden müssen, sondern daß auch Teilkanäle bzw. Träger zwischen zwei Sätzen von Teilkanälen "unbehandelt" bleiben können bzw. überhaupt nicht mit Informationen belegt werden. Dieses Konzept ist ferner derart erweiterbar, daß in einem Übertragungskanal mehrere Bänder nicht kombiniert werden.

Schließlich ist das erfindungsgemäße Sende/Empfangs-Konzept nicht nur auf Mehrträgerverfahren, wie z. B. OFDM-Verfahren, anwendbar, sondern auch auf andere Codierverfahren und Modulationsverfahren sowie andere Übertragungskanäle die Teilkanäle mit unterschiedlichem Übertragungsverhalten, d.h. unterschiedliche Übertragungsqualität, aufweisen, z.B. auf klassische Codierverfahren mit verschiedenstufigen Pulsamplitudenmodulationsverfahren sowie auf Übertragungskanäle mit zeitvariantem Übertragungsverhalten, d.h. zeitlicher Varianz der Übertragungsqualität der einzelnen Teilkanäle. Als Beispiele seien hier der Funkkanal sowie die verschiedenen Ausbreitungsmodi auf einer Vierdrahtleitung genannt.

Ein Vorteil der vorliegenden Erfindung besteht darin, daß

dieselbe eine bessere Nutzung der Kapazität des Übertragungskanal bzw. der Teilkanäle des Übertragungskanal und damit eine höhere Übertragungsrate ermöglicht, insbesondere dann, wenn die zulässige spektrale Leistungsdichte des Sendesignals oder die Gesamtleistung des Sendesignals begrenzt ist.

Ein weiterer Vorteil der vorliegenden Erfindung besteht darin, daß der durch das Verfahren gewonnene Teil an Übertragungsrate ganz oder Teilweise als zusätzliche Redundanz zur Erhöhung der Zuverlässigkeit der Übertragung verwendet werden kann.

Ein weiterer Vorteil der vorliegenden Erfindung besteht darin, daß die Erhöhung der verfügbaren Übertragungsrate im gesamten Übertragungskanal bzw. in Teilkanälen des Übertragungskanal bei gegebener Übertragungsrate zur Reduzierung des maximal erforderlichen Bitloadingfaktors verwendet werden kann, und damit der Implementierungsaufwand und die Kosten, z. B. der A/D-Wandlung und der D/A-Wandlung, sowie der erforderliche Aufwand zur numerischen Signalverarbeitung reduziert werden können.

Ein weiterer Vorteil der vorliegenden Erfindung besteht darin, daß suboptimale Systeme mit sehr niedrigen Bitloadingfaktoren und großer Bandbreiteneffizienz zur Übertragung von Information über linear verzerrende gestörte Kanäle realisiert werden können.

Ein weiterer Vorteil der vorliegenden Erfindung besteht darin, daß Signale mit geringeren Bitloadingfaktoren verwendet werden können, was die Anwendung einer grobstufigeren Amplitudenquantisierung ermöglicht und in der Folge die Tolerierung größerer linearer oder nicht-linearer Signalverzerrungen gestattet.

Bevorzugte Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung

werden nachfolgend beziehungsweise auf die beiliegenden Zeichnungen detailliert erläutert. Es zeigen:

- Fig. 1 ein Prinzipblockschaltbild des erfindungsgemäßen Sende/Empfangskonzepts am Beispiel einer Mehrträgermodulation mittels des OFDM-Verfahrens;
- Fig. 2 eine graphische Darstellung des Bandbreitengewinns durch das erfindungsgemäße Sendekonzept;
- Fig. 3 das für eine bestimmte Empfangszuverlässigkeit minimale Signal/Rausch-Verhältnis des Übertragungskanals als Funktion der Frequenz sowie die Grenz-Signal/Rausch-Verhältnisse der einzelnen Codierverfahren und die nutzbare Trägerbelegung gemäß einem Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung;
- Fig. 4 einen Vergleich der erfindungsgemäßen Trägerbelegung von Fig. 4 und der Trägerbelegung beim herkömmlichen DMT-Verfahren, die in Fig. 8 skizziert ist;
- Fig. 5 das für eine bestimmte Empfangszuverlässigkeit minimale Signal/Rausch-Verhältnis des Übertragungskanals als Funktion der Frequenz sowie die Grenz-Signal/Rausch-Verhältnisse der einzelnen Codierverfahren und die nutzbare Trägerbelegung gemäß einem anderen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung, bei dem geringe Bitloadingfaktoren erwünscht sind;
- Fig. 6 die erreichbare Datenrate in Abhängigkeit von dem maximalen Bitloadingfaktor für die in Fig. 8 skizzierte herkömmliche Trägerbelegung, für die in Fig. 3 skizzierte erfindungsgemäße Trägerbelegung gemäß dem ersten Ausführungsbeispiel und für die in Fig. 5 skizzierte erfindungsgemäße Trägerbelegung gemäß dem zweiten Ausführungsbeispiel;

Fig. 7 eine herkömmliche OFDM-Übertragungsstrecke; und

Fig. 8 das für eine bestimmte Empfangszuverlässigkeit minimale Signal/Rausch-Verhältnis des Übertragungskanal als Funktion der Frequenz sowie die Grenz-Signal/Rausch-Verhältnisse der einzelnen Codierverfahren und die nutzbare Trägerbelegung gemäß dem bekannten OFDM-Konzept von Fig. 7.

Fig. 1 zeigt eine Gesamtübersicht über das erfindungsgemäße Sende/Empfangs-Konzept. Im linken Teil von Fig. 1 befindet sich eine Vorrichtung zum Senden von Informationen aus einer Quelle 100, die eine Einrichtung 102 zum Gruppieren der Informationen und Umwandeln dieser Informationen in, dem später verwendeten Codierverfahren entsprechende, Signalwerte, im allgemeinsten Fall zum Seriell/Parallel-Wandeln, hat, sowie eine erste Codiereinrichtung 103a, eine zweite Codiereinrichtung 103b, eine erste Kombinationseinrichtung 104a, eine zweite Kombinationseinrichtung 104b sowie eine Einrichtung zum Zuordnen der kombinierten codierten Informationssymbole zu den Teilkanälen, welche im Falle eines OFDM-Verfahrens eine Einrichtung zum Durchführen einer inversen diskreten Fouriertransformation sein kann, die in Fig. 1 mit einem Bezugszeichen 106 bezeichnet ist.

Wie es noch ausgeführt werden wird, ordnen das erste und das zweite Codierverfahren sowie im Falle von mehr als zwei Codierverfahren die entsprechenden weiteren Codierverfahren den jeweiligen erzeugten codierten Informationssymbolen bestimmte - von Codierverfahren zu Codierverfahren - unterschiedliche Mengen von Informationen zu. Wenn der beispielhafte Fall betrachtet wird, bei dem die Informationen in Bits vorliegen, so unterscheiden sich die Informationsmengen in der Anzahl der Bits. Die Einrichtung 102 zum Gruppieren wird dann die Informationsbits derart auf die Teilkanäle

verteilen, daß für jeden Teilkanal die für das hier verwendete Codierverfahren erforderliche Anzahl von Informationsbits gruppiert ist. Werden Teilkanäle beispielsweise einem 2^2 -QAM-Codierverfahren unterzogen, so wird die Gruppierungseinrichtung jedem dieser Teilkanäle 2 Informationsbits liefern. Werden Teilkanäle dagegen beispielsweise einem 2^5 -QAM-Codierverfahren unterzogen, so wird die Gruppierungseinrichtung jedem dieser Teilkanäle 5 Informationsbits liefern. Das codierte Informationssymbol, das durch den Codierer erzeugt wird, hat also im ersten Fall eine Menge von 2 Informationsbits zugeordnet und im zweiten Fall eine Menge von 5 Informationsbit. Die Gruppierungseinrichtung ist also wirksam, um jedem verwendeten Teilkanal die Informationsmenge zuzuordnen, die er aufgrund des für diesen Teilkanal vorgesehenen Codierverfahrens haben soll.

Das Ausgangssignal der Einrichtung 106 wird über den Kanal 108 zum Eingang des Empfängers übertragen. Dieser Kanal kann dabei in verschiedenen Realisierungsformen vorliegen, z.B. könnte es sich um einen Kabelkanal in Form einer Telephonanschlußleitung oder einer Energieversorgungsleitung handeln oder auch um einen Funkkanal. ~~Fig. 8 müßte in diesen Fällen~~ um Einrichtungen zur Anpassung des Sendesignals und des Empfangssignals an einen solchen Kanal ergänzt werden. Durch die Übertragung über den Kanal wird das Signal gedämpft und verzerrt. Zusätzlich werden dem Signal additiv verschiedene Störungen überlagert. Das Ausgangssignal des Kanals, bezeichnet mit w , bildet das Eingangssignal der Einrichtung 110 des Empfängers.

Der Empfänger umfaßt eine Einrichtung 110 zum Extrahieren der empfangenen Symbole und zum Zuordnen zu den einzelnen Teilkanälen, die im hier gezeigten OFDM-Fall eine Einrichtung ist, die eine diskrete Fouriertransformation durchführt. Daran anschließend folgt ein Kanalentzerrer, um sämtliche Teilkanäle, unabhängig von der bei der Übertragung aufgetretenen individuellen Signaldämpfung, auf den gleichen

Pegel zu bringen. Dem Kanalentzerrer 112 ist dann eine erste Einrichtung zum Durchführen einer inversen Kombination 114a sowie eine zweite Einrichtung zum Durchführen einer inversen Kombination 114b nachgeschaltet, welche wiederum ausgangsseitig mit einem ersten Decodierer 115a und einem zweiten Decodierer 115b verbunden sind, die ausgangsseitig decodierte Informationssymbole liefern, die durch eine Einrichtung 116 zum Parallel/Seriell-Wandeln der decodierten Informationssymbole in einen seriellen Datenstrom umgewandelt werden, der dann einer Informationssenke 118 zugeführt werden kann.

Im Falle der Sicherung der Übertragung durch entweder Verfahren zur Vorwärts-Fehlerkorrektur (FEC: Forward Error Correction) oder durch Verfahren zur automatischen Wiederholung der Übertragung (ARQ: Automatic Request) oder eine Kombination derartiger Verfahren bietet es sich an, die entsprechenden Einrichtungen senderseitig zwischen den Einrichtungen 102 und 103a und 103b sowie empfangsseitig zwischen den Einrichtungen 115a und 115b und 116 anzuordnen.

Definitionsgemäß werden die Teilkanäle, die durch den ersten Codierer 103a jeweils codiert werden, als erster Satz von Teilkanälen bezeichnet. Bei dem in Fig. 1 gezeigten sehr schematischen Beispiel, bei dem lediglich sieben Teilkanäle vorhanden sind, bilden die ersten vier Teilkanäle von oben in Fig. 1 aus gezählt den ersten Satz von Teilkanälen mit den Nummern 1 bis 4. Die letzten drei Teilkanäle bilden den zweiten Satz von Teilkanälen, d. h. die Teilkanäle mit den Nummern 5, 6 und 7.

Die beiden Codierer 103a und 103b unterscheiden sich darin, daß die Informationsmenge, die sie jeweils einem codierten Informationssymbol zuordnen, unterschiedlich groß ist. Diese Zuordnung geschieht derart, daß, unabhängig von dem in diesem Satz von Teilkanälen verwendeten Modulationsverfahren, eine bestimmte Anzahl von Informationssymbolen der Einrich-

tung 102 zusammengefasst werden und dem entsprechenden Teilkanal aus dem Satz von Teilkanälen ein entsprechender, (von der Quantelung des Signalraums durch das Modulationsverfahren abhängiger) i.a. komplexwertiger Signalwert am entsprechenden Ausgang zugeordnet wird, wobei die Anzahl der Ausgänge der Codiereinrichtung 103a der Anzahl der Teilkanäle im ersten Satz von Teilkanälen entspricht und sich von der Anzahl der zugeordneten Eingänge i.a. unterscheidet, wobei diese Unterscheidung für jeden Satz von Teilkanälen, entsprechend für jede Codiereinrichtung, individuell abhängig vom im Teilkanal gewählten Modulationsverfahren ist. Im Falle der bei einer Übertragung nach dem ADSL-Standard verwendeten QAM-Modulationsverfahren unterscheiden sich die beiden Codiereinrichtungen 103a und 103b darin, daß QAM-Verfahren mit unterschiedlicher Quantelung des Signalraumes verwendet werden, was in der Beschreibung des ADSL-Standards als unterschiedliche Bitloadingfaktoren bezeichnet wird, d.h. daß z.B. der Codierer 103a bei Verwendung eines 2^x -QAM-Modulationsverfahrens im ersten Satz von Teilkanälen jeweils x Informationssymbole zusammen betrachtet und davon abhängig für das Ausgangssignal des zugeordneten Teilkanals einen von 2^x möglichen Signalpegeln generiert, während der Codierer 103b dann für den zweiten Satz von Teilkanälen jeweils $(x-y)$ Informationssymbole zusammenfaßt und abhängig von diesen einen anderen von $2^{(x-y)}$ möglichen Signalpegeln am Ausgang des zugeordneten Teilkanals generiert.

Die beiden Kombinierer 104a, 104b führen eine Kombination der Teilkanäle in dem jeweiligen Satz von Teilkanälen durch. Mathematisch kann dieses Kombinieren für jede der Kombinierereinrichtungen 104a bzw. 104b beschrieben werden als Matrixmultiplikation eines Vektors t von jeweiligen Eingangssignalen mit einer Matrix P , welche als Ergebnis jeweils einen Vektor von Ausgangssignalen für den entsprechenden Satz von Teilkanälen liefert. Die Matrizen der verschiedenen Kombiniereinrichtungen können individuell verschieden oder gleich sein. Die genaue Wahl der Kombinationsvorschriften bzw. der

jeweiligen Matrizen P der Kombiniereinrichtungen 104a und 104b müssen in Abstimmung mit den zugeordneten inversen Kombinationsvorschriften der Einrichtungen 114a und 114b des Empfängers vorgenommen werden wobei, wie noch gezeigt werden wird, orthogonale und normierte, d.h. orthonormierte bzw. im komplexen unitäre Matrizen Vorteile bieten. Durch dieses Kombinieren wird jede Information eines jeden Ausgangssignals der Codiereinrichtung 103a bzw. 103b einem jeden Ausgangssignal der jeweiligen Kombiniereinrichtung 104a bzw. 104b aufgeprägt, d.h. jede Information eines jeden Teilkanals des jeweiligen Satzes von Teilkanälen wird jedem Teilkanal des jeweiligen Satzes von Teilkanälen aufgeprägt, wobei die leistungsmäßige Aufteilung eines jeden codierten Symbols eines jeden Teilkanals auf die einzelnen Teilkanäle des Satzes von Teilkanälen i.a. gleichmäßig erfolgen sollte. Wenn im nachfolgenden immer nur von einer Kombinationsvorschrift gesprochen wird, so gelten diese Ausführungen für beide Kombinationsvorschriften bzw. im allgemeinsten Fall für jede der n vorhandenen Kombinationsvorschriften.

Das in Fig. 1 gezeigte Sende/Empfangs-Konzept wird nachfolgend auch als COFDM-Übertragungsstrecke (COFDM = Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) bezeichnet, die für einen DSL-Kanal geeignet ist, die jedoch auch auf andere Kanäle anwendbar ist, die Teilkanäle haben, die sich hinsichtlich ihrer Übertragungscharakteristika unterscheiden.

Die Folge der Informationssymbole wird in einer Einrichtung 102 zum Gruppieren der Folge von Informationssymbolen pro Teilsatz in eine Gruppe von Informationssymbolen gruppiert und dann pro Teilsatz codiert, um pro Teilsatz einen Vektor t von codierten Informationssymbolen zu erhalten. Die Anzahl der Elemente bzw. codierten Informationssymbole dieses Vektors t entspricht der Anzahl der Teilkanäle des jeweiligen Satzes von Teilkanälen, bei einem COFDM-Verfahren der Anzahl der in diesem Teilsatz verwendeten Träger bzw. Trägerfrequenzen des Übertragungskanal.

Der Vektor t wird folgend pro Teilsatz in eine Einrichtung 104a oder 104b zum Kombinieren der codierten Informationssymbole des Vektors t gemäß einer Kombinationsvorschrift verarbeitet. Diese Einrichtungen 104a, 104b zum Kombinieren können beispielsweise die Abbildung des Vektors t auf je einen Vektor u über eine jeweilige Matrix P durchführen. Bei dieser Abbildung werden die einzelnen Elemente bzw. codierten Informationssymbole des Vektors t miteinander kombiniert, um eine Anzahl von kombinierten Informationssymbolen bzw. Elementen des Vektors u zu erzeugen, die gleich der Anzahl der Träger bzw. Teilkanäle in diesem Satz von Trägern bzw. Teilkanälen ist. Die Kombinationsvorschrift verteilt dabei die jeweiligen Informationen der einzelnen codierten Informationssymbole auf die kombinierten codierten Informationssymbole. Diese Verteilung kann beispielsweise durch die Abbildung des Vektors t mit einer orthogonalen und normierten bzw. orthonormalen Matrix P auf den Vektor u erfolgen.

Es sei darauf hingewiesen, daß die vorliegende Erfindung nicht darauf begrenzt ist, daß die Kombinationsmatrizen für die Sätze von Teilkanälen bzw. Trägern nicht exakt orthonormal sein müssen, sondern daß auch eine hinreichend große Orthonormalität ausreichend sein wird, obwohl das Rückgängigmachen der Kombination in einem Satz von Teilkanälen für möglichst orthonormale Matrizen die besten Ergebnisse liefern dürfte.

Die Matrix P kann dabei beispielsweise eine Hadarmard-Matrix oder eine PN-Matrix (PN = Pseudo-Noise = aus einer Zufallsfolge abgeleitete Matrix) oder eine andere hinreichend orthonormale, zur Matrix Q der zugeordneten Einrichtung (114a, 114b) inverse, Matrix sein.

Die kombinierten codierten Informationssymbole bzw. der Vektor der kombinierten codierten Informationssymbole u wird folgend in eine Einrichtung 106 zum Aufprägen der kombinier-

ten codierten Informationssymbole, d. h. der Elemente des Vektors u , auf die entsprechenden Teilkanäle bzw. Träger der Sätze von Teilkanälen bzw. Trägern eingegeben, um ein modulierte Signal zu erzeugen, das die Folge von Informationssymbolen darstellt. Dieses Signal wird durch einen Vektor v bezeichnet. Die Einrichtung 106 zum Aufprägen der Informationssymbole führt bei COFDM-Verfahren beispielsweise eine inverse diskrete Fourier-Transformation (IDFT) durch.

Das modulierte Signal v wird dann über einen Übertragungskanal 108 mit einem Frequenzgang $a(f)$, z. B. einen DSL-Kanal oder einen anderen drahtgebundenen Kanal, wie z. B. eine Telephonanschlußleitung oder eine Energieversorgungsleitung, oder einen sonstigen Kanal mit Frequenzabhängigkeit der Übertragungsfunktion und/oder Frequenzabhängigkeit der Kanalstörgeräusche, wie z.B. einem Funkkanal, übertragen. Die vorliegende Erfindung ist jedoch nicht auf Kanäle begrenzt, bei denen sich die einzelnen Teilkanäle durch ihre Trägerfrequenzen unterscheiden. Die Erfindung ist generell für alle Übertragungskanäle geeignet, die Teilkanäle besitzen, die Teilkanäle mit unterschiedlicher Übertragungscharakteristika aufweisen.

Am Ende des Kanals wird ein durch den Kanal möglicherweise verzerrtes Signal empfangen, dem additiv verschiedene Störungen überlagert sind. Ein das Signal darstellender Vektor w wird folgend in eine Einrichtung 110 zum Extrahieren der kombinierten codierten Informationssymbole aus dem modulierten Signal bzw. dem Vektor w unter Verwendung der Mehrzahl von orthogonalen oder zumindest hinreichend orthogonalen Trägern eingegeben. Die Einrichtung 110 zum Extrahieren führt nun die inverse Handlung der Einrichtung 106 zum Aufprägen durch, d. h. beispielsweise beim COFDM-Verfahren eine diskrete Fourier-Transformation (DFT) oder eine andere zu der Handlung der Einrichtung 106 hinreichend inverse Transformation. Das Ergebnis des Extrahierens ist ein Vektor x , dessen Elemente die den einzelnen Teilkanälen, bei

COFDM an einzelnen Trägern zugeordneten kombinierten codierten Informationssymbole sind.

Der Einrichtung zum Extrahieren ist bekannt, z.B. durch Festlegung beim Entwurf des Übertragungssystems oder durch Hilfsinformationen in dem empfangenen Kanal bzw. in einem separaten Hilfskanal, wie die Aufteilung des Übertragungskanal in die Sätze von Teilkanälen im Sender durchgeführt wurde. Sie liefert ausgangsseitig die Eingangssignale für die zumindest zwei inversen Kombinierer (114a, 114b), die dann wiederum die zumindest zwei Decodierer (115a, 115b) speisen, wie es in Fig. 1 gezeigt ist.

Bei einem nicht gestörten oder verzerrten Kanal ist der Vektor x gleich dem Vektor n . Die Elemente des Vektors x , d.h. die einzelnen Teilkanäle, bei COFDM z.B. gemäß der jeweiligen Zuordnung zu einem Träger des Übertragungskanals, werden jedoch durch eine frequenzabhängige Dämpfung des Kanals und durch additiv überlagerte Störungen unterschiedlich gestört und zusätzlich ist den einzelnen Komponenten des Vektors eine durch ein weisses Rauschstörgeräusch verursachte Störung überlagert. Durch die vorhergehende Kombination der Informationssymbole in der Einrichtung 104 zum Kombinieren sind die Informationssymbole der Gruppe von Informationssymbolen bzw. des Vektors t auf alle kombinierten Informationssymbole, z. B. die Elemente des Vektors u , beispielsweise gleichmäßig oder näherungsweise gleichmäßig verteilt. Obwohl die kombinierten codierten Informationssymbole abhängig vom Träger vom Kanal unterschiedlich gestört und verzerrt werden, können die ursprünglichen codierten Informationssymbole der Gruppe von Informationssymbolen durch die Kanalverzerrung im Block 112 derart entzerrt werden, daß das Ausgangssignal des Kanalentzerrers eine über der Frequenz konstante Leistungsdichte hat, was weiter hinten noch detaillierter ausgeführt wird.

Das demodulierte Signal bzw. der Vektor x der empfangenen

kombinierten codierten Informationssymbole wird also in einen Kanalentzerrer 112 eingegeben, der beispielsweise den Frequenzgang $a(f)$ des Kanals entzerzt. Nach dem Kanalentzerrer 112 wird das demodulierte entzerzte Signal bzw. der Vektor y je nach Teilsatz in eine Einrichtung 114a oder 114b zum Verarbeiten der kombinierten Informationssymbole eingegeben. Die Verarbeitungsvorschriften dieser Einrichtungen 114a, 114b zum Verarbeiten sind invers zu den Kombinationsvorschriften der Einrichtungen 104a, 104b zum Kombinieren, um die Kombinationen in den Teilsätzen rückgängig zu machen und um die codierten Informationssymbole der Folge von codierten Informationssymbolen aus den kombinierten codierten Informationssymbolen extrahieren zu können.

Die Verarbeitungsvorschrift der Einrichtung 114a, 114b ist eine Umkehrung oder näherungsweise Umkehrung der Kombinationsvorschrift der Einrichtung 114a, 114b, d.h. beispielsweise eine Matrixoperation mit einer orthonormalen oder hinreichend orthonormalen, zur Matrix P inversen oder näherungsweise inversen Matrix Q mit Q ungefähr P^{-1} , wie z. B. eine inverse Hadarmard-Matrix, eine inverse PN-Matrix oder eine andere hinreichend orthonormale Matrix. Man erhält schließlich wieder die Folge von codierten Informationssymbolen, die hier als Vektor z bezeichnet wird.

Wie aus Fig. 1 ersichtlich, werden die codierten Informationssymbole jedes Satzes nun in ihre entsprechenden Decodierer 115a, 115b eingespeist, die allgemein gesagt die Codierung der entsprechenden Codierer 103a, 103b wieder rückgängig machen, soweit dies aufgrund der überlagerten Störungen möglich ist.

Eine Einrichtung 116 zum Aufheben der Gruppierung wandelt die Gruppe von Informationssymbolen dann wieder in eine Folge von Informationssymbolen um, die ein Empfänger bzw. eine Senke 118 empfängt.

Im nachfolgenden wird auf Fig. 2 eingegangen, die einen Ausschnitt aus einem Übertragungskanal bzw. einen Übertragungskanal zeigt, der sich lediglich beispielhaft von 4,5 MHz bis 5,5 MHz erstreckt. Eine Kurve 200 zeigt die frequenzabhängige Trägersrauschleistung über der Frequenz, wie es sich nach der Entzerrung des frequenzabhängigen Dämpfungsverlaufs des Übertragungskanals durch die Einrichtung 112 ergibt. Im Falle des hier betrachteten Beispiels, bei dem die Sendeleistung über alle Träger konstant ist, bei dem der Übertragungskanal eine mit der Frequenz zunehmende Dämpfung hat, und bei einem über der Frequenz konstanten thermischen Rauschen ergibt sich die Kurve 200 nach einer Normierung des Übertragungskanals im Empfänger, derart, daß die Gesamtleistung über der Frequenz konstant ist. Anschaulich gesprochen wird das Sendesignal im Übertragungskanal mit steigender Frequenz immer mehr gedämpft. Die Kanalentzerrung führt dann dazu, daß die Signalleistung verstärkt wird und damit aber auch die Rauschleistung, wodurch sich trotz des über der Frequenz konstanten Rauschens des Empfängers eine mit der Frequenz zunehmende Trägersrauschleistung ergibt, was einem mit zunehmender Frequenz abfallenden Signal/Rausch-Verhältnis entspricht. Das erfindungsgemäße Konzept ist jedoch nicht nur auf einen Kanal beschränkt, der ein monoton fallendes Signal/Rausch-Verhältnis hat, sondern auf jeden beliebigen Kanal mit einer Verteilung der Übertragungsqualität über die Teilkanäle.

Die Grundidee der Erfindung wird nun genauer mittels Fig. 2 beschrieben. In dieser Figur ist die sich ergebende Rauschleistungsverteilung innerhalb eines bestimmten Frequenzbereichs für den Fall dargestellt, daß mittels des Kanalentzerrers 112 der Kanal 108 in Fig. 1 so entzerrt wird, daß sich für die Gesamtübertragungsfunktion ein konstanter Wert ergibt. Eine solche Entzerrung des Frequenzganges ist zwangsläufig mit einer Anhebung der spektralen Rauschleistung im oberen Frequenzbereich verbunden. Diese Anhebung der spektralen Rauschleistungsdichte ist in Fig. 2 darge-

stellt. Ebenfalls dargestellt ist die für ein bestimmtes Übertragungsverfahren zulässige spektrale Rauschleistungsdichte. Da diese lediglich vom gewählten Codierverfahren bzw. Modulationsverfahren und der zulässigen Übertragungsfehlerwahrscheinlichkeit abhängt, ergibt sich hierfür im Diagramm ein von der Frequenz unabhängiger konstanter Wert. Es sei darauf hingewiesen, daß die zulässige Übertragungsfehlerwahrscheinlichkeit einer vorbestimmten Zuverlässigkeit beim Decodieren der Informationssymbole entspricht.

Unterhalb einer bestimmten Frequenz F_G ist die tatsächliche Rauschleistungsdichte geringer als zulässig. Hieraus resultiert eine höhere als die erforderliche Zuverlässigkeit der in diesem Frequenzbereich mittels 2^X -QAM oder eines anderen Codierverfahrens übertragenen codierten Informationssymbole.

Es kann jedoch bei Verfahren nach dem Stand der Technik nicht zu einem höherstufigen 2^{X+1} -QAM-Codierverfahren, das heißt zu einem Codierverfahren, das einem codierten Informationssymbol mehr Informationen zuweist und somit eine feiner Quantelung des Signalraums aufweist, übergegangen werden, da hierfür ein Rückgang der Rauschleistungsdichte im Falle der QAM-Codierung um den Faktor 2 erforderlich ist. Dies ist erst unterhalb der Frequenz F_0 gegeben. Oberhalb der Frequenz F_G kann bei Verfahren nach dem Stand der Technik ein 2^X -stufiges Codierverfahren nicht mehr angewendet werden, da wegen der höher als zulässigen spektralen Rauschleistungsdichte die codierten Informationssymbole nicht mit der geforderten Sicherheit übertragen werden können. In diesem Frequenzbereich muß bei Verfahren nach dem Stand der Technik ein 2^{X-1} -QAM-Codierverfahren verwendet werden.

Erfindungsgemäß wird nun durch zusätzliche Orthogonaltransformationen mittels einer der orthonormierten (orthogonal und normiert) Matrix P und Q , siehe Fig. 1 Einrichtungen 104a und 104b sowie 114a und 114b, eine Vergleichmäßigung des Verlaufs der spektralen Rauschleistungsdichte über die

Frequenz herbeigeführt. Dies wird erreicht, indem für Teilkanäle oberhalb von F_0 und unterhalb von F_G ein Anstieg der Rauschleistungsdichte bis zum für ein 2^X -QAM-Codierverfahren maximal zulässigen Wert zugelassen wird, andererseits aber oberhalb F_G die Rauschleistungsdichte bis zu einer Frequenz F_{G1} auf den maximal zulässigen Wert gesenkt werden kann. Hierbei wird jede zu übertragende Information durch Transformation eines Informationsvektors mittels der Matrix Q in allen codierten kombinierten Informationssymbolen, d.h. in allen Teilkanälen innerhalb des betrachteten Satzes von Teilkanälen durch die Einrichtungen 104a und 104b aufgeprägt. Der Satz von Teilkanälen, der in Fig. 2 betrachtet wird, erstreckt sich somit bei dem Verfahren gemäß der Erfindung von einem Träger mit der Frequenz F_0 bis zu einem Träger mit der Frequenz F_{G1} im Gegensatz zu Verfahren nach dem Stand der Technik, welche nur den Bereich bis zur Frequenz F_G nutzen. Es sei darauf hingewiesen, daß beim Stand der Technik die Teilkanäle zwischen F_G und F_{G1} mit einem niederstufigen Codierverfahren codiert werden mußten, während diese Träger aufgrund des erfindungsgemäßen Konzepts nun mit dem gleichen Codierverfahren wie die Träger im Bereich von F_0 bis F_G codiert werden können, wodurch sich ein Gewinn an verfügbarer Übertragungsrate ergibt. Der durch die Erfindung bewirkte Nettogewinn an verfügbarer Übertragungsrate entspricht der Differenz zwischen der Menge an Informationen, die durch die beiden Codierverfahren zugeordnet werden, multipliziert mit der Anzahl von Trägern, d.h. Teilkanälen, im Bereich von F_G zu F_{G1} .

Im Empfänger ist dann eine entsprechende Rücktransformation erforderlich. Bei dieser Rücktransformation erfolgt gleichzeitig eine gewichtete Addition der Störampplituden der einzelnen Modulationssymbole. Besitzt die Rücktransformationsmatrix, z. B. die Matrix Q in Fig. 1, die Eigenschaft, daß sämtliche Elemente einer jeden Zeile den Betrag 1 besitzen, d.h. ist die Matrix Q orthonormal oder unitär, so bewirkt die gewichtete Addition der Rauschstörbeiträge eine Mitte-

lung. Hierdurch wird es möglich, ein bestimmtes 2^X -Codierverfahren über die Frequenz F_G hinaus auch für Träger bis zu der Frequenz F_{G1} für die Übertragung zu verwenden. Die Differenz aus der Rateneffizienz des 2^X -Modulationsverfahrens zur Rateneffizienz des sonst im Frequenzbereich $F_G \dots F_{G1}$ zur Anwendung kommenden 2^{X-1} -QAM-Modulationsverfahrens multipliziert mit der Bandbreite $F_{G1} - F_G$ ergibt also, wie es angemerkt wurde, den durch die Erfindung erzielbaren Raten Gewinn.

Die Vergleichmäßigung der überlagerten Rauschleistung durch eine Orthonormaltransformation wird nun näher erläutert. Es sei darauf hingewiesen, daß sich die nachfolgend gegebene Herleitung auf jeden Satz von Teilkanälen bzw. Trägern einzeln bezieht, und daß keine Vergleichmäßigung über Satzgrenzen hinweg durchgeführt wird.

Das als Vektor t mit komplexen Komponenten vorliegenden Sendesignal wird mittels einer orthonormalen Matrix P in den Vektor u transformiert.

$$u = Pt \quad (1)$$

Durch diese Transformation gemäß Gleichung 1 und die Orthonormalitätseigenschaften von Matrizen (vgl. Gleichung 3) wird jede Komponente des Vektors t gleichmäßig auf alle Komponenten des Vektors u abgebildet, d. h. jedes einzelne Bit Information einer Komponente $t(i)$ wird allen Komponenten des Vektors u aufgeprägt und damit letztlich in allen Teilkanälen bzw. auf allen Trägerfrequenzen eines Satzes übertragen.

Kennzeichnend für orthonormale oder unitäre Matrizen, wie die Matrix P , ist die mathematische Eigenschaft, daß bei einer Transformation des Vektors t die in demselben enthaltene Leistung unabhängig von der Art ihrer Verteilung auf die einzelnen Komponenten erhalten bleibt.

Es gilt folglich für jede Komponente von u , wobei $p(u[j])$ die Leistung der j -ten Komponente des Vektors u angibt:

$$p(u[j]) = u[j]u[j]^* = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} t[i]t[i]^* \quad (2)$$

Dies kann z. B. für Matrizen mit reellen Koeffizienten erreicht werden durch die Forderung

$$|p_{ij}| = 1 \quad \forall i, j \quad (3)$$

Matrizen, welche diese Forderung erfüllen, sind z. B. Hadarmard-Matrizen und PN-Matrizen.

Die Hadarmard-Matrix H_2 vom Rang 2 ist wie folgt definiert:

$$H_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

Hadarmard-Matrizen vom Rang 2^{n+1} können hierauf aufbauend mit folgender Rekursionsformel gebildet werden:

$$H_{2^n} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} H_{2^{n-1}} & H_{2^{n-1}} \\ H_{2^{n-1}} & -H_{2^{n-1}} \end{bmatrix} \quad (5)$$

PN-Matrizen (PN = Pseudo Noise = Pseudo-Zufallsrauschen) werden aus einem 2^{n-1} Symbole langen Ausschnitt einer (binären) PN-Sequenz gebildet. Die erste Zeile (oder auch die erste Spalte) der Matrix entspricht dabei dem 2^{n-1} langen Ausschnitt aus der Sequenz, die weiteren Zeilen ergeben sich durch zyklische Verschiebung der jeweils vorangegangenen Zeile (bzw. Spalte). Durch die zyklische Verschiebung ergibt

sich überdies eine zyklische Matrix, was für die praktische Implementierung Vorteile bringt. Für eine Sequenz der Länge $N = 7$ ist z. B. die Folge eine pseudozufällige Folge.

$$a(v = (1, 1, -1, -1, 1, -1, 1)) \quad (6)$$

Hieraus ergibt sich die folgende PN-Matrix vom Rang 7:

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

Abhängig davon, welche orthonormale Matrix P , siehe Fig. 1, im Sender zur Transformation verwendet wurde, muß im Empfänger die entsprechende inverse Matrix $Q = P^{-1}$ verwendet werden. Diese inversen Matrizen sind im allgemeinen ebenfalls orthonormierte Matrizen.

Für Hadarmard-Matrizen ergibt sich z. B., daß deren zugehörige Inverse die Hadarmard-Matrix selbst ist.

$$P = H_{2^n} \implies Q = P^{-1} = H_{2^n}^{-1} = H_{2^n} \quad (8)$$

Für zyklische PN-Matrizen ergeben sich als Inverse wieder zyklische PN-Matrizen.

$$Q = P^{-1} = \begin{bmatrix} b_0 & b_6 & b_5 & b_4 & b_3 & b_2 & b_1 \\ b_1 & b_0 & b_6 & b_5 & b_4 & b_3 & b_2 \\ b_2 & b_1 & b_0 & b_6 & b_5 & b_4 & b_3 \\ b_3 & b_2 & b_1 & b_0 & b_6 & b_5 & b_4 \\ b_4 & b_3 & b_2 & b_1 & b_0 & b_6 & b_5 \\ b_5 & b_4 & b_3 & b_2 & b_1 & b_0 & b_6 \\ b_6 & b_5 & b_4 & b_3 & b_2 & b_1 & b_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_0 & a_6 & a_5 & a_4 & a_3 & a_2 & a_1 \\ a_1 & a_0 & a_6 & a_5 & a_4 & a_3 & a_2 \\ a_2 & a_1 & a_0 & a_6 & a_5 & a_4 & a_3 \\ a_3 & a_2 & a_1 & a_0 & a_6 & a_5 & a_4 \\ a_4 & a_3 & a_2 & a_1 & a_0 & a_6 & a_5 \\ a_5 & a_4 & a_3 & a_2 & a_1 & a_0 & a_6 \\ a_6 & a_5 & a_4 & a_3 & a_2 & a_1 & a_0 \end{bmatrix}^{-1} \quad (9)$$

Vorteilhaft für die Erfindung ist es, wenn die Matrix $Q = P^{-1}$ im Empfänger möglichst gute Orthonormalitätseigenschaften aufweist, d.h., daß unabhängig von der Leistungsverteilung der Komponenten in y gilt, wobei $p(z[j])$ für die Leistung der Komponente j steht:

$$p(z[j]) = z[j]z[j]^* = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} y[i]y[i]^* \quad (10)$$

Dies kann, entsprechend wie bei der Matrix P im Sender, erreicht werden durch die Forderung:

$$|q_{ij}| = 1 \quad \forall i, j \quad (11)$$

Im allgemeinen ist die Inverse einer orthonormierten Matrix wieder eine orthonormierte Matrix. In diesem Fall kann eine der beiden Matrizen frei gewählt werden, die andere Matrix ergibt sich dann entsprechend. Bei Verwendung von nur näherungsweise orthonormierten Matrizen kann aber eine bestimmte Zuordnung der Matrizen zu P und Q Vorteile bringen.

Die Erfüllung oder näherungsweise Erfüllung der Forderung nach Orthonormalität der Matrix Q ermöglicht die im folgenden beschriebene Vergleichmäßigung der spektralen Rauschleistungsdichte bzw. Störleistungsdichte innerhalb eines Satzes von Teilkanälen. Die nachfolgenden Anmerkungen gelten also für jeden Satz von Teilkanälen, der einer Kombination mittels einer Kombinationsvorschrift unterzogen worden ist.

Unterstellt man, daß unter praktischen Randbedingungen gegeben ist, daß die Rauschstörgeräusche der einzelnen Kanäle untereinander unkorreliert sind, so ergibt sich für das resultierende Rauschstörgeräusch in der k -ten Komponente des Ausgangsvektors z :

- 33 -

$$\underline{z}_{\text{Stör}} = Q \underline{y}_{\text{Stör}} \quad (12)$$

und

$$|q_{ij}| = 1 \quad \forall i, j \quad (13)$$

$$z_j = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} q_{ij} y_i \quad (14)$$

Es ergibt sich für die Störleistung der j-ten Komponente des Vektors z:

$$p(z[j]) = z[j]z[j]^* = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} y[i]y[i]^* \quad (15)$$

Da der Index i in Gl. 15 frei wählbar ist, ergibt sich aus Gl. 15 unmittelbar, daß die Störleistungen aller Komponenten von z gleich sind. Es gilt also:

$$p(z[i]) = \frac{1}{N} p(\underline{y}) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \underline{y}[i] \quad (16)$$

Diese Vergleichmäßigung der Rauschleistung in den betrachteten Teilkanälen ist eine mathematische Eigenschaft ortho-normierter Matrizen.

Die am Beispiel eines isolierten Teilkanals in Fig. 2 geschilderte Vergleichmäßigung ermöglicht insgesamt eine frequenzmäßig nach oben verschobene Aufteilung der einzelnen Teilkanäle.

Fig. 3 zeigt das frequenzabhängige S/R-Verhältnis, das die obere Frequenzgrenze der Teilkanäle bei herkömmlichen OFDM-Verfahren bestimmt, und das die nutzbare Trägerbelegung beim erfindungsgemäßen Konzept bzw. den Verlauf des maximal möglichen Bitloadingfaktors über der Frequenz bei dem erfindungsgemäßen bevorzugten Ausführungsbeispiel festlegt. Aus Fig. 3 ist erkennbar, wie sich die oberen Frequenzgrenzen der einzelnen Sätze von Teilkanälen über die monoton fal-

lende Kurve für das S/R-Verhältnis hinaus verschoben haben. Diese Kurve bestimmt bei herkömmlichen Verfahren (Fig. 8) die obere Frequenzgrenze der Teilkanäle.

In Fig. 3 ist eine Aufteilung eines Übertragungskanals in 12 Sätze von Teilkanälen dargestellt, von denen lediglich die ersten drei mit 304a bis 304c bezeichnet sind. Insbesondere umfaßt der Satz von Teilkanälen, der in Fig. 3 mit 304b bezeichnet ist, Teilkanäle mit Trägerfrequenzen von etwa 4,3 bis 4,75 MHz. Es sei angenommen, daß für den Satz von Teilkanälen, der die Teilkanäle mit den höchsten Trägerfrequenzen umfaßt, in Fig. 3 der mit 304a bezeichnet, ein 2^2 -QAM-Verfahren zum Einsatz kommt. Außerdem sei angenommen, daß bei dem Satz 304b von Teilkanälen ein 2^3 -QAM-Modulationsverfahren zum Einsatz kommen. Aufgrund des Signal/Rausch-Verhältnisses über der Frequenz für den Kanal 300 ergibt sich für das für den Satz 304b von Teilkanälen verwendete Codierverfahren ein Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis 306 von etwa 17 dB. Die Träger in dem Satz 304b von Teilkanälen müssen somit mindestens ein Signal/Rausch-Verhältnis gleich dem Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis haben, damit eine vorbestimmte Zuverlässigkeit beim Decodieren der Informationssymbole möglich wird. Analog dazu lautet das Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis für den Satz 304a von Teilkanälen etwa 14 dB. Somit ergibt sich für jeden Satz von Teilkanälen, d. h. für jedes verwendete Codierverfahren, ein eigenes Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis. Wie es aus Fig. 8 ersichtlich ist, war die Trägerbelegung gemäß dem Stand der Technik dahingehend begrenzt, daß der Träger mit der höchsten Frequenz in einem Satz von Trägern ein Signal/Rausch-Verhältnis hatte, das größer oder gleich dem Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis war.

Dagegen enthalten die Sätze von Teilkanälen gemäß der vorliegenden Erfindung nun zumindest einen Teilkanal, dessen Signal/Rausch-Verhältnis ohne Kombinieren kleiner als das Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis ist, und das aufgrund des

Kombinierens größer als dieses oder mindestens gleich diesem Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis ist. Dies hat günstigerweise zur Folge, daß dieser Teilkanal im Vergleich zum Stand der TEchnik mit dem nächsthöheren Codierverfahren codiert werden kann.

Dieser zumindest eine Teilkanal bildet somit einen Bereich I, der sich über die Kurve 300 hinaus erstreckt. Wenn dieser Teilkanal mit dem in Fig. 8 gezeigten Fall ohne Kombinieren verglichen wird, so ist also zu sehen, daß ein Teilkanal im Bereich I des Satzes 304b ein erhöhtes Signal/Rausch-Verhältnis hat, das durch das Kombinieren im Teilkanal bewirkt wurde, was dazu führt, daß dieser Teilkanal bei dem in Fig. 3 gezeigten Beispiel nicht mit dem niederststufigen Codierverfahren sondern bereits mit einem um 1 höherstufigen Codierverfahren codiert werden kann, wodurch die Datenrate des Systems im Vergleich zum Stand der Technik angestiegen ist, wie es bereits ausgeführt worden ist.

Fig. 4 zeigt einen Vergleich der Trägerbelegung beim herkömmlichen DMT-Verfahren und beim COFDM-Verfahren gemäß der vorliegenden Erfindung. In Fig. 4 ist die sich ergebende Verteilung der Bitloadingfaktoren über der Frequenz für das herkömmliche und das neuartige Verfahren dargestellt. Der Ratengewinn ist aus dieser Figur direkt ablesbar, derselbe entspricht der von beiden Kurven umschlossenen Fläche längs des Treppenverlaufs. Die umschlossene Fläche entspricht der mit herkömmlichen Verfahren nicht direkt nutzbaren Kanalkapazität.

Der so erzielbare Gewinn an Übertragungsrate kann sowohl zur Erhöhung der übertragbaren Nutzinformationsrate als auch bei der Verwendung von Fehlersicherungsverfahren wie FEC oder ARQ (ARQ = Automatic Repeat Request = Automatische Anforderung einer Wiederholung bei einem Übertragungsfehler) zur Erhöhung der Zuverlässigkeit der Übertragung verwendet wer-

den. Auch eine Kombination beider Ziele, d. h. eine erhöhte Informationsrate verbunden mit einer Redundanz-Codierung, kann bei bestimmten Anwendungsfällen sinnvoll sein. Bei FEC-Verfahren erfolgt eine Fehlerkorrektur mittels einer zusätzlichen, zusammen mit der Information übertragenen Redundanz. Unter praktisch sinnvollen Randbedingungen (S/R) genügt ein Teil der gewonnenen zusätzlichen Übertragungsrates, um den durch die Vergleichmäßigung des Frequenzbereichs entstandenen Zuverlässigkeitsverlust der Modulationssymbole im Frequenzbereich F_0 bis F_G durch einen FEC auszugleichen. Es sei angemerkt, daß das S/R -Verhältnis dieser Träger ohnehin nur bis zur Zulässigkeitsgrenze, jedoch nicht darunter, abgesenkt wurde. Der für die FEC nicht benötigte Teil des Ratengewinns steht als Nettoratengewinn zur Verfügung.

Dies sei anhand von Fig. 2 erläutert. In Fig. 2 ist das sich am Empfängereingang ergebende S/R -Verhältnis in Abhängigkeit von der Frequenz dargestellt. Teilt man den zur Verfügung stehenden Frequenzbereich im Bereich $F_0 \dots F_1$ in N Sätze von Teilkanälen auf, so ergibt sich für jeden dieser N Sätze von Teilkanälen ein individuelles S/R -Verhältnis. Die Rauschleistungsdichte innerhalb dieser Sätze von Teilkanälen kann dabei als konstant angenommen werden. Innerhalb eines Satzes von Teilkanälen können einer oder mehrere Träger mit den ihnen aufgeprägten codierten kombinierten Informationssymbolen übertragen werden, wobei von einer binären Übertragung (Bitloadingfaktor 1) ausgegangen wird, und die Modulationssymbole mit einer gewissen Zuverlässigkeit $p \leq p_{\max}$ übertragen werden sollen. Es wird nur der Frequenzbereich f größer oder gleich F_0 betrachtet.

Bei Verwendung herkömmlicher Verfahren wird im Entscheider des Empfängers jedes einzelne Symbol, im Fall von DMT also jeder einzelne Träger, isoliert für sich betrachtet. Dies bedingt, daß jeder Teilkanal bzw. einzelne Träger ein bestimmtes S/R aufweisen muß, wenn die Bitfehlerwahrschein-

lichkeit der Übertragung $p \leq p_{\max}$ bleiben soll. Die höhere Zuverlässigkeit der unterhalb von F_G übertragenen Symbole wird beim herkömmlichen Verfahren, das in Fig. 8 skizziert ist, nicht genutzt.

Durch die Vergleichmäßigung gemäß der Erfindung kann aber der Frequenzbereich bis zu der Frequenz F_{G1} genutzt werden. Bei Nutzung des Frequenzbereichs bis F_{G1} können dann mehr als K Symbole mit der geforderten Mindestzuverlässigkeit $p \leq p_{\min}$ übertragen werden.

Sollte nun eine bestimmte Anwendung bei herkömmlichen DMT-Verfahren von der höheren Zuverlässigkeit der unterhalb von F_G übertragenen Symbole Gebrauch machen, so kann bei dem Verfahren gemäß der Erfindung diese höhere Zuverlässigkeit durch Anwendung eines FEC-Verfahrens erreicht werden, indem die im Frequenzbereich zwischen F_G und F_{G1} übertragenen Informationen oder Teile davon als (zusätzliche) Redundanz verwendet werden.

Aus Fig. 8, Fig. 3 und insbesondere Fig. 4 ist deutlich erkennbar, daß das Verfahren in der bisher geschilderten Form der Vergleichmäßigung zur Erhöhung des nutzbaren Frequenzbereichs bzw. zur Erhöhung der nutzbaren Informationsrate noch nicht zu einer Verringerung der Bitloadingfaktoren führt.

Gemäß einem weiteren Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung wird eine solche Verringerung bevorzugt, da die hohen Bitloading-Faktoren in den unteren Teilkanälen maßgeblich den Implementierungsaufwand für die erforderlichen D/A- und A/D- Wandlungen und die Arithmetik bestimmen. Eine Verringerung der Bitloadingfaktoren wird möglich, wenn sich die Vergleichmäßigung über einen größeren Frequenzbereich oder im Grenzfall über den Gesamtkanal erstreckt, wobei sich der Grenzfall dadurch auszeichnet, daß nur noch zwei Sätze von Teilkanälen, zwei Kombinerer und zwei Codierer vorhanden

sind.

In Fig. 6 ist der Zusammenhang zwischen den erzielbaren Datenraten (Ordinate) und den vorgebbaren maximalen Bitloadingfaktoren (Abszisse) für die beiden Strategien "Vergleichmäßigung über mehrere Teilbänder" und "Vergleichmäßigung über den Gesamtkanal" dargestellt. Fig. 6 zeigt zwei von links unten nach rechts oben monoton ansteigende und eine parabelförmig verlaufende Kurve. Die untere monoton ansteigende Kurve zeigt die mit dem herkömmlichen Verfahren von Fig. 8, die obere monoton ansteigende Kurve die mit dem neuartigen Verfahren von Fig. 3 erzielbaren Übertragungsraten bei Beschränkung der Bitloadingfaktoren auf einen vorgegebenen maximalen Wert. Die parabelförmige Kurve zeigt die sich ergebenden Übertragungsraten bei Vergleichmäßigung des gesamten Übertragungskanals, siehe auch Fig. 5, die eine alternative Trägerbelegung beim COFDM-Verfahren zeigt.

Die in Fig. 6 mit 606 bezeichnete Stelle bezieht sich auf den Fall, in dem der erste Satz von Teilkanälen einen Bitloadingfaktor von 6 hat, so daß sich eine Datenrate von knapp 20 MBit/sec ergibt. Die Bandbreite der verwendeten Träger im ersten Satz von Teilkanälen reicht von 1 MHz bis zu etwa 4,3 MHz, wie es in Fig. 5 unten angemerkt ist. Dies entspricht der Kurve 500 in Fig. 5. Es sei darauf hingewiesen, daß im Übertragungskanal immer noch ein Frequenzband verbleibt, das von 4,3 bis 5,3 MHz reicht, das mit einem Bitloadingfaktor von 6 - trotz des Kombinierens - nicht mehr belegt werden kann. Erfindungsgemäß wird daher ein zweiter Satz von Teilkanälen eingesetzt, der nun oberhalb der Trägerfrequenz 4,3 MHz positioniert ist, wobei der zweite Satz von Teilkanälen bis etwa 5,3 MHz reicht, wenn das zweite Codierverfahren einen Bitloadingfaktor von 3 hat. Der zweite Satz ist jedoch aus Übersichtlichkeitsgründen in der Figur nicht eingezeichnet. Der mit dem Bezugszeichen 608 in Fig. 6 bezeichnete Punkt berücksichtigt den Beitrag des zweiten Satzes von Teilkanälen zur Datenrate. Es ist also durch

einen Vergleich der Punkte 608 und 606 zu sehen, daß durch das erfindungsgemäße Verfahren der Verwendung von zumindest zwei Sätzen von Teilkanälen, die unterschiedlich codiert und kombiniert werden, ein deutlicher Datenratengewinn erreichbar ist gegenüber dem Fall, in dem der gesamte Übertragungskanal vergleichmäßig wird. Es sei darauf hingewiesen, daß das Kombinieren des gesamten Übertragungskanals und das Verwenden nur eines einzigen Codierverfahrens zu einer unerwünschten Einschränkung der nutzbaren Bandbreite führt, was aus Fig. 5 ersichtlich ist.

Gibt man als Entwurfskriterium für ein Übertragungssystem eine bestimmte Übertragungsrate vor, so erkennt man aus Fig. 6, daß das neue System im Bereich hoher Übertragungsraten eine signifikante Reduzierung des erforderlichen maximalen Bitloadingfaktors ermöglicht. Für den Fall gleicher Bruttoübertragungsraten in den beiden Systemen (gleiche Nettodatenraten und gleiche Redundanz für den FEC) ergibt sich dies anschaulich durch eine waagrechte Gerade mit dem Ordinatenwert der vorgegebenen Datenrate. Die Abszissenwerte der Schnittpunkte beider Systemkurven mit der Geraden ergeben die erforderlichen Bitloadingfaktoren, wobei unmittelbar ersichtlich ist, daß das neue System grundsätzlich geringere Bitloadingfaktoren benötigt. Die Differenz der Bitloadingfaktoren wird mit zunehmender Datenrate immer signifikanter.

Für den Fall gleicher vorgegebener Bitloadingfaktoren in beiden Systemen ergeben sich für das Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung, das möglichst niedrige Bitloadingfaktoren anstrebt, immer höhere Bruttoübertragungsraten. Dies ist zu erkennen, wenn in Fig. 6 von der Abszissenachse aus von einem bestimmten Bitloadingfaktor (z. B. 5) nach oben gegangen wird. Man trifft dann auf die Ratenkurven für das herkömmliche (Kurve 600) und das erfindungsgemäße Konzept (Kurve 602). Die Raten für das neuartige System liegen dabei, mit Ausnahme des rechten oberen Bereichs im Diagramm, immer deutlich über den Rate herkömmlicher Verfahren. Selbst

nach Abzug einer zusätzlichen FEC-Redundanz in der Größenordnung von 1 % bis 3 % für das erfindungsgemäße System mit FEC-Redundanz verbleibt immer noch ein deutlicher Nettogewinn.

Es wäre hier ebenfalls denkbar, den gesamten Frequenzbereich oder nur F_{G1} nach unten zu verschieben, oder die Bandbreite der einzelnen Sätze von Teilkanälen zu verkleinern, bis sich dieselben Nettoübertragungsraten ergeben. Aus der im unteren Frequenzbereich geringeren Kabeldämpfung resultiert dann eine größere überbrückbare Entfernung.

Es sei schließlich bemerkt, daß sich lediglich im Bereich sehr großer Datenraten, in Fig. 6 rechts oben, bei gleichen Bitloadingfaktoren nur geringfügige Unterschiede in den erreichbaren Bruttoübertragungsraten ergeben. Diese geringe Differenz resultiert aus der Tatsache, daß auch das neue Verfahren die vorhandene Kanalkapazität nur zu einem bestimmten Teil, wenn auch besser als das herkömmliche Verfahren (Fig. 8) ausnutzt.

Die parabelförmige Kurve in Fig. 6 beschreibt den Fall der Vergleichmäßigung des gesamten Übertragungskanals. Das Maximum und das Abknicken der Kurve bei höheren Bitloadingfaktoren ergibt sich aus der ausgeprägten TP-Charakteristik des (Kabel-)Übertragungskanals. Dies sei nachfolgend erläutert. Die Idee des Ratengewinns durch Vergleichmäßigung beruht auf dem Umstand, daß das S/R-Verhältnis nicht im gesamten Frequenzbereich gleich ist ($S/N = S(f)/N(f)$), und insbesondere im unteren Frequenzbereich meist sehr viel höher als für die Anwendung eines bestimmten Bitloadingfaktors erforderlich ist. Hierdurch wird es möglich, den nutzbaren Frequenzbereich, d. h. den Frequenzbereich in dem $S(f)/R(f) \geq S/R_{\min} = f(p_{\max})$ ist, zu erweitern. Als Ergebnis ergibt sich ein über dem gesamten gemittelten Bereich konstantes $S/R = S/R_{\min}$. Es sei angemerkt, daß in sämtlichen Gleichungen S = Signal dem Ausdruck C = Carrier entspricht, und daß auch R = Rauschen

dem Ausdruck $N = \text{Noise}$ entspricht:

$$\begin{aligned} \overline{\left\{ \frac{C}{N} \right\}} &= \frac{\overline{C}}{\overline{N}} \\ &= \frac{\frac{1}{F_2 - F_1} \int_{F_1}^{F_2} C(f)}{\frac{1}{F_2 - F_1} \int_{F_1}^{F_2} N(f)} \end{aligned} \quad (17)$$

Bezieht man in diese Mittelung Frequenzbereiche ein in denen ein überproportionaler Anteil von (Rausch-)Störungen auftritt, so bedeutet dies, daß sich bei der Mitteilung durch eine Orthogonaltransformation das resultierende S/R-Verhältnis im Gesamten verschlechtert. Dies erzwingt eine Reduzierung des Bitloadingfaktors, so daß sich Netto trotz der belegten gestörten Teilkanäle eine niedrigere Übertragungsrate ergibt. Hieraus ergibt sich, daß es sinnvoll ist, derartige übermäßig gestörte Teilkanäle entweder keinem Satz von Teilkanälen zuzuordnen oder sie einem Satz von Teilkanälen zuzuordnen, der ein entsprechend niederstufiges Codierverfahren verwendet. Bildet man bei der Definition der Sätze von Teilkanälen den Bitloadingfaktor zu klein, so ergibt sich zwar eine größere nutzbare Bandbreite, bzw. eine entsprechend große Anzahl von nutzbaren Teilkanälen für diesen Satz von Teilkanälen, insgesamt resultiert aber eine geringere nutzbare Datenrate, diese ist proportional dem Produkt der Anzahl der Teilkanäle des Satzes und dem verwendeten Bitloadingfaktor, für diesen Satz von Teilkanälen. Dies entspricht dem linken abfallenden Teil der Kurve 604 in Fig. 6. Wählt man bei der Definition der Sätze von Teilkanälen den Bitloadingfaktor dagegen zu groß, so ergibt sich nur eine kleine nutzbare Bandbreite bzw. eine kleine Anzahl von Teilkanälen des Satzes von Teilkanälen, woraus wiederum nur eine geringe nutzbare Datenrate für diesen Satz von Teilkanälen resultiert. Dies entspricht dem rechten abfallenden Teil der Kurve 604 in Fig. 6. Abhängig von der Übertragungsqualität der einzelnen Teilkanäle ergibt sich für einen ersten Satz von

Teilkanälen ein optimaler Bitloadingfaktor und eine bestimmte Anzahl von bestimmten Teilkanälen, welche diesem ersten Satz von Teilkanälen zugeordnet wird, bei dem die Übertragungsrate von diesem Satz von Teilkanälen maximal wird. Im Beispiel ergibt sich aus Fig. 6 ein optimaler Bitloadingfaktor von 6 und einer resultierenden Übertragungsrate von ca. 20 Mbit/sec., zu entnehmen dem Scheitelpunkt der Kurve 604. Hierfür ergibt sich aus Fig. 5 eine belegte Bandbreite von ca. 1 MHz bis ca. 4,3 MHz. Die verbleibenden Teilkanäle, bzw. nicht belegten Frequenzbereiche bzw. Teilkanäle können nun anderen Sätzen von Teilkanälen zugeordnet werden. Im Frequenzbereich von ca. 4,3 MHz bis 5,3 MHz zuzuordnen und für diesen zweiten Satz von Teilkanälen ein Codierverfahren mit einem Bitloadingfaktor von 3 anzuwenden woraus sich für diesen zweiten Satz von Teilkanälen eine Datenrate von ca. 3 Mbit/sec. ergibt. Dies ist in Fig. 6 als Verbindungslinie der Punkte 606 und 608 dargestellt.

Dadurch kann abhängig von der frequenzabhängigen Kabeldämpfung und indirekt der Kabellänge ein optimaler erster Bitloadingfaktor für den ersten Satz von Teilkanälen und ein optimaler zweiter Bitloadingfaktor für den zweiten Satz von Teilkanälen gefunden werden.

Aus dem Kurvenverlauf der parabelförmigen Kurve 604 in Fig. 6 ist erkennbar, daß bei Verzicht an (theoretischer) Übertragungsrate in einer Größenordnung von etwa 40 % die Implementierung von sehr einfachen Systemen mit niedrigen Bitloadingfaktoren und hoher Bandbreiteneffizienz (siehe Fig. 8 und 5) möglich wird. Die hohe Bandbreiteneffizienz dieser Systeme ermöglicht erfindungsgemäß durch Nutzung des nicht verwendeten oberen Frequenzbereichs eine Steigerung der Datenübertragungsrate auf Werte, bei denen herkömmliche Systeme um 2 höhere Bitloadingfaktoren erfordern würden. Beispielsweise ergibt sich bei einem maximalen Bitloadingfaktor von 6 für ein System mit vollständiger Vergleichmäßigung von

Fig. 6 und Nutzung des oberen Frequenzbereichs (4,4 MHz ... 5,4 MHz, siehe Fig. 4) für ein Verfahren mit Bitloadingfaktor 3 eine Gesamtdatenrate von $20 \text{ Mbit/s} + 3 \text{ Mbit/s} = 23 \text{ Mbit/s}$ (Punkt 608 in Fig. 6). Dies ist eine Rate, die bei herkömmlichen Systemen einen Bitloadingfaktor von 9, wie in Fig. 5 gezeigt, erfordert.

Die erfindungsgemäßen Vorrichtungen und Verfahren ermöglichen die effizientere Nutzung der Kanalkapazität von z. B. durch Rauschen gestörten Übertragungskanälen, bei denen das S/R-Verhältnis entweder monoton mit der Frequenz abnimmt, wie z. B. bei xDSL-Kanälen, oder innerhalb bestimmter Frequenzbereiche sich verschlechtert, wie z. B. in einem Funkkanal oder in verschiedenen speziellen Kabelkanälen mit besonderer Verkabelungsstruktur oder besonderer Beschaltung, insbesondere im Power-Line-Kanal, wodurch sich wesentliche Implementierungs- und Kostenvorteile ergeben.

Patentansprüche

1. Vorrichtung zum Senden von Informationen über eine Mehrzahl von Teilkanälen, die unterschiedliche Übertragungscharakteristika aufweisen und zusammen einen Übertragungskanal bilden, mit folgenden Merkmalen:

einer Einrichtung zum Gruppieren (102) der Informationen in Zuordnung zu den Teilkanälen;

einer Einrichtung zum Codieren (103a) von einem ersten Satz von Teilkanälen zugeordneten Informationen mittels eines ersten Codierverfahrens, um einen ersten Satz von codierten Informationssymbolen zu erhalten, wobei ein erstes codiertes Informationssymbol des ersten Satzes von codierten Informationssymbolen eine erste Informationsmenge zugeordnet hat;

einer Einrichtung zum Codieren (103b) von einem zweiten Satz von Teilkanälen zugeordneten Informationen mittels eines zweiten Codierverfahrens, um einen zweiten Satz von codierten Informationssymbolen zu erhalten, wobei ein zweites codiertes Informationssymbol des zweiten Satzes von codierten Informationssymbolen eine zweite Informationsmenge zugeordnet hat, die sich von der ersten Informationsmenge unterscheidet;

einer Einrichtung zum Kombinieren (104a) der codierten Informationssymbole des ersten Satzes gemäß einer ersten Kombinationsvorschrift, um einen ersten Satz von kombinierten codierten Informationssymbolen zu erzeugen, deren Anzahl gleich der Anzahl der Teilkanäle des ersten Satzes von Teilkanälen ist;

einer Einrichtung zum Kombinieren (104b) der codierten Informationssymbole des zweiten Satzes gemäß einer zweiten Kombinationsvorschrift, um einen zweiten Satz von

kombinierten codierten Informationssymbolen zu erzeugen, deren Anzahl gleich der Anzahl der Teilkanäle des zweiten Satzes von Teilkanälen ist; und

einer Einrichtung zum Zuordnen (106) der kombinierten codierten Informationssymbole des ersten Satzes zu dem ersten Satz von Teilkanälen, und zum Zuordnen der kombinierten codierten Informationssymbole des zweiten Satzes zu dem zweiten Satz von Teilkanälen, derart, daß jedem Teilkanal ein kombiniertes codiertes Informationssymbol zugeordnet ist, so daß jedem Teilkanal des ersten Satzes von Teilkanälen sämtliche Informationen der Informationssymbole des ersten Satzes zugeordnet sind, und daß jedem Teilkanal des zweiten Satzes von Teilkanälen sämtliche Informationen der Informationssymbole des zweiten Satzes zugeordnet sind,

wobei sowohl der erste als auch der zweite Satz von Teilkanälen zumindest einen Teilkanal aufweisen, dessen Signal/Rausch-Verhältnis ohne das Kombinieren kleiner als ein Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis sein würde, das für das von dem Satz, zu dem dieser Teilkanal gehört, verwendete Codierverfahren minimal erforderlich ist, um eine vorbestimmte Zuverlässigkeit beim Decodieren der Informationssymbole zu erhalten, und dessen Signal-Rausch-Verhältnis aufgrund des Schritts des Kombinierens größer oder gleich dem Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis ist.

2. Vorrichtung nach Anspruch 1, bei dem jedem Teilkanal des Übertragungskanals ein Träger mit einer eigenen Frequenz zugewiesen ist, bei der die Einrichtung zum Zuordnen eine Einrichtung (106) zum Aufprägen der kombinierten codierten Informationssymbole auf die entsprechenden Träger aufweist, um ein moduliertes Signal zu erzeugen, das die Folge von Informationssymbolen darstellt.

3. Vorrichtung nach Anspruch 1 oder 2, bei der das erste Codierverfahren (103a) ein Verfahren mit einer 2^x -stufigen Quantelung des Signalraums ist, und bei dem das zweite Codierverfahren (103b) ein Verfahren mit einer 2^{x-y} -Quantelung des Signalraums ist, wobei gilt: $x = 3$, $x > y$.
4. Verfahren nach Anspruch 3, bei dem die Anzahl der Teilkanäle in einem Satz von Teilkanälen so gewählt ist, daß der Überschuß an Signal/Rausch-Verhältnis von Trägern in dem Satz im wesentlichen vollständig dazu verwendet wird, das Defizit an Signal/Rausch-Verhältnis des zumindest einen Teilkanals in dem Satz auszugleichen, derart, daß alle Teilkanäle in dem Satz ein Signal/Rausch-Verhältnis haben, das größer als das Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis ist und möglichst nahe an dem Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis liegt.
5. Verfahren nach Anspruch 3 oder 4, bei dem der Übertragungskanal (108) eine Mehrzahl von Trägern mit Trägerfrequenzen von einer unteren Grenzfrequenz zu einer oberen Grenzfrequenz aufweist, wobei der erste Satz von Teilkanälen Trägerfrequenzen von der unteren Grenzfrequenz bis zu einschließlich einer Mittenfrequenz aufweist, und wobei der zweite Satz von Teilkanälen Trägerfrequenzen oberhalb der Mittenfrequenz bis zu der oberen Grenzfrequenz aufweist, und wobei die Mittenfrequenz derart festgelegt wird, daß für den Parameter $x = 3$ das Signal/Rausch-Verhältnis des Trägers mit der Mittenfrequenz aufgrund des Kombinierens mit der ersten Kombinationsvorschrift (104a) am nächsten bei dem Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis (300) für den ersten Satz von Teilkanälen ist, und wobei die obere Grenzfrequenz so festgelegt ist, daß das Signal/Rausch-Verhältnis des Trägers mit der Trägerfrequenz gleich der oberen Grenzfrequenz am nächsten bei dem Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis für den zweiten Satz von Teilkanälen liegt.

6. Verfahren nach Anspruch 3, bei dem der Übertragungskanal eine Mehrzahl von Trägern mit Trägerfrequenzen von einer unteren Grenzfrequenz zu einer oberen Grenzfrequenz aufweist, wobei eine Anzahl von Einrichtungen zum Codieren vorhanden ist, und wobei eine gleich große Anzahl von Einrichtungen zum Kombinieren vorhanden ist, um die codierten Informationssymbole für die jeweiligen Sätze von Teilkanälen zu kombinieren, wobei diese Anzahl so gewählt ist, daß für den Satz, der die obere Grenzfrequenz aufweist, ein Codierverfahren mit einer größtmöglichen Quantelung in der entsprechenden Codiereinrichtung eingesetzt wird, und wobei zu kleineren Trägerfrequenzen hin immer ein um eine Stufe feineres Codierverfahren in einer entsprechenden Codiereinrichtung eingesetzt wird, so daß für den Träger bei der unteren Grenzfrequenz eine Codiereinrichtung eingesetzt wird, deren Quantelung maximal fein ist, derart, daß die Datenrate bezogen auf die gesamte Bandbreite des Kanals von der unteren Grenzfrequenz bis zur oberen Grenzfrequenz maximal ist.
7. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, die ferner eine Einrichtung zum Durchführen einer Vorwärtsfehlerkorrektur für Teilkanäle aufweist, wobei die Einrichtung zum Durchführen einer Vorwärtsfehlerkorrektur so ausgestaltet ist, daß ein Teil des Gewinns an Datenrate zu dem zumindest einen Teilkanal dazu verwendet wird, Redundanz in die Folge von Informationssymbolen einzufügen, während der Rest des Gewinns an Datenrate dazu verwendet wird, die Informationsrate zu erhöhen.
8. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei der die Übertragungscharakteristika der Teilkanäle, die das Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis beeinflussen, bekannt sind, wobei die Informationsmengen der ersten und der zweiten Codiereinrichtung (103a, 103b) von vornherein

festgelegt sind, um eine bestimmte Informationsrate übertragen zu können.

9. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 7, bei der die Übertragungscharakteristika der Teilkanäle, die das Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis beeinflussen, grob abschätzbar sind, so daß die Informationsmengen und eine Zuweisung von Teilkanälen zu dem ersten und zweiten Satz von Teilkanälen so gewählt sind, daß die Signal/Rausch-Verhältnisse der Teilkanäle aufgrund des Kombinierens um einen Sicherheitsabstand über den geschätzten Grenz-Signal/Rausch-Verhältnissen für die Teilkanäle liegen.
10. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei der ein Teilkanal, von dem bekannt ist, daß er eine schlechte Übertragungscharakteristik hat, keinem Satz von Teilkanälen zugeordnet ist.
11. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei der die Teilkanäle gemäß ihrer im voraus bekannten Übertragungscharakteristika den Sätzen von Teilkanälen zugeordnet sind, so daß ein Satz von Teilkanälen Teilkanäle mit ähnlichen Übertragungscharakteristika aufweist.
12. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 10, die ferner eine Einrichtung zum dynamischen Erfassen des Übertragungskanals aufweist, und die ferner eine Einrichtung zum dynamischen Bestimmen der Informationsmenge, die durch die erste und zweite Codiereinrichtung (103a, 103b) zugewiesen wird, und zum dynamischen Zuweisen von Trägern zu dem ersten und zweiten Satz von Teilkanälen aufweist, so daß die Signal/Rausch-Verhältnisse der Teilkanäle aufgrund des Kombinierens immer größer oder gleich den Grenz-Signal/Rausch-Verhältnissen sind.
13. Vorrichtung gemäß Anspruch 2, bei der die Einrichtung (106) zum Aufprägen der kombinierten Informationssymbole

auf die entsprechenden Träger eine Einrichtung zum Durchführen einer inversen diskreten Fourier-Transformation (IDFT) aufweist, welche bevorzugterweise in Form einer schnellen diskreten inversen Fourier-Transformation (Fast-DIFT) implementiert ist.

14. Vorrichtung gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, bei der die erste und die zweite Kombinationsvorschrift der Einrichtungen zum Kombinieren (104a, 104b) Kombinationsvorschriften zum im wesentlichen orthogonalen und im wesentlichen normierten, d. h. im wesentlichen orthonormalen oder unitären, Kombinieren der Informationssymbole ist.
15. Vorrichtung gemäß Anspruch 14, bei der die erste und die zweite Kombinationsvorschrift eine Hadarmard-Matrix oder eine Pseudo-Zufallsrauschen-Matrix (P) oder eine andere hinreichend orthonormale oder unitäre Matrix (P) sind, deren Matrixelemente den Betrag 1 oder näherungsweise den Betrag 1 aufweisen.
16. Vorrichtung zum Empfangen eines gesendeten Signals, das Informationen aufweist, wobei ein erster Satz von codierten Informationssymbolen des gesendeten Signals durch ein erstes Codierverfahren erzeugt ist, wobei das erste Codierverfahren einem codierten Informationssymbol des ersten Satzes von codierten Informationssymbolen eine erste Informationsmenge zugeordnet hat, und wobei ein zweiter Satz von codierten Informationssymbolen mittels eines zweiten Codierverfahrens erzeugt ist, wobei das zweite Codierverfahren einem codierten Informationssymbol des zweiten Satzes von codierten Informationssymbolen eine zweite Informationsmenge zugeordnet hat, die sich von der ersten Informationsmenge unterscheidet, wobei codierte Informationssymbole des ersten Satzes gemäß einer ersten Kombinationsvorschrift kombiniert sind, und wobei codierte Informationssymbole des zweiten

Satzes gemäß einer zweiten Kombinationsvorschrift kombiniert sind, wobei kombinierte codierte Informationssymbole des ersten Satzes zu einem ersten Satz von Teilkanälen zugeordnet sind, und wobei kombinierte codierte Informationssymbole des zweiten Satzes zu einem zweiten Satz von Teilkanälen zugeordnet sind, wobei sowohl der erste als auch der zweite Satz von Teilkanälen zumindest einen Teilkanal aufweisen, dessen Signal/Rausch-Verhältnis ohne den Schritt des Kombinierens kleiner als ein Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis sein würde, das für das von dem Satz, zu dem dieser Teilkanal gehört, verwendete Codierverfahren minimal erforderlich ist, um eine vorbestimmte Zuverlässigkeit beim Decodieren der Informationssymbole zu erhalten, und dessen Signal/Rausch-Verhältnis aufgrund des Schritts des Kombinierens größer oder gleich dem Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis ist, mit folgenden Merkmalen:

einer Einrichtung zum Extrahieren (110) der kombinierten codierten Informationssymbole der Teilkanäle aus dem empfangenen Signal unter Verwendung der Teilkanäle;

einer ersten Einrichtung zum Verarbeiten (114a) der kombinierten codierten Informationssymbole des ersten Satzes unter Verwendung einer ersten Verarbeitungsvorschrift, die invers zu der ersten Kombinationsvorschrift ist, um die codierten Informationssymbole des ersten Satzes zu erhalten;

einer zweiten Einrichtung zum Verarbeiten (114b) der kombinierten codierten Informationssymbole des zweiten Satzes unter Verwendung einer zweiten Verarbeitungsvorschrift, die invers zu der zweiten Kombinationsvorschrift ist, um codierte Informationssymbole des zweiten Satzes zu erhalten;

einer ersten Einrichtung zum Decodieren (115a) der co-

dierten Informationssymbole des ersten Satzes, um die Informationen, die den codierten Informationssymbolen des ersten Satzes zugeordnet sind, wiederzugewinnen, wobei die erste Einrichtung zum Decodieren angeordnet ist, um auch den zumindest einen Teilkanal des ersten Satzes von Teilkanälen zu decodieren; und

einer zweiten Einrichtung zum Decodieren (115b) der codierten Informationssymbole des zweiten Satzes, um die Informationen, die den codierten Informationssymbolen des zweiten Satzes zugeordnet sind, wiederzugewinnen, wobei die zweite Einrichtung zum Decodieren angeordnet ist, um auch den zumindest einen Teilkanal des zweiten Satzes von Teilkanälen zu decodieren.

17. Vorrichtung gemäß Anspruch 16, bei der die Einrichtung (110) zum Extrahieren der kombinierten codierten Informationssymbole eine Einrichtung zum Durchführen einer diskreten Fourier-Transformation (DFT) aufweist, welche bevorzugterweise in Form einer schnellen Fourier-Transformation (FFT) implementiert ist.
18. Vorrichtung gemäß Anspruch 14 oder 15, bei der die erste und die zweite Kombinationsvorschrift eine Kombinationsvorschrift zum im wesentlichen orthogonalen und im wesentlichen normierten, d. h. im wesentlichen orthonormierten oder unitären, Kombinieren der Informationssymbole sind, und bei der die erste und die zweite Verarbeitungsvorschrift Umkehrungen dieser Kombinationsvorschriften sind.
19. Vorrichtung gemäß Anspruch 18, bei der die erste und die zweite Verarbeitungsvorschrift eine inverse Hadarmard-Matrix oder eine inverse Pseudo-Zufallsrauschen-Matrix, oder eine andere hinreichend orthonormale oder unitäre zur Kombinationsvorschrift hinreichend inverse Matrix ist, deren Matrixelemente einen Betrag von 1 oder nähe-

rungsweise 1 aufweisen.

20. Vorrichtung gemäß einem der Ansprüche 14 bis 17, die ferner eine Einrichtung (112) zum Entzerren des empfangenen Signals aufweist, die derart ausgestaltet ist, daß sie die Amplituden der Signale der Teilkanäle normiert, wobei die Einrichtung zum Entzerren der Einrichtung (110) zum Extrahieren der kombinierten codierten Informationssymbole nachgeschaltet ist.

21. Verfahren zum Senden von Informationen über eine Mehrzahl von Teilkanälen, die unterschiedliche Übertragungscharakteristika aufweisen und zusammen einen Übertragungskanal bilden, mit folgenden Schritten:

Gruppieren (102) der Informationen in Zuordnung zu den Teilkanälen;

Codieren (103a) von einem ersten Satz von Teilkanälen zugeordneten Informationen mittels eines ersten Codierverfahrens, um einen ersten Satz von codierten Informationssymbolen zu erhalten, wobei ein erstes codiertes Informationssymbol des ersten Satzes von codierten Informationssymbolen eine erste Informationsmenge zugeordnet hat;

Codieren (103b) von einem zweiten Satz von Teilkanälen zugeordneten Informationen mittels eines zweiten Codierverfahrens, um einen zweiten Satz von codierten Informationssymbolen zu erhalten, wobei ein zweites codiertes Informationssymbol des zweiten Satzes von codierten Informationssymbolen eine zweite Informationsmenge zugeordnet hat, die sich von der ersten Informationsmenge unterscheidet;

Kombinieren (104a) der codierten Informationssymbole des ersten Satzes gemäß einer ersten Kombinationsvorschrift,

um einen ersten Satz von kombinierten codierten Informationssymbolen zu erzeugen, deren Anzahl gleich der Anzahl der Teilkanäle des ersten Satzes von Teilkanälen ist;

Kombinieren (104b) der codierten Informationssymbole des zweiten Satzes gemäß einer zweiten Kombinationsvorschrift, um einen zweiten Satz von kombinierten codierten Informationssymbolen zu erzeugen, deren Anzahl gleich der Anzahl der Teilkanäle des zweiten Satzes von Teilkanälen ist; und

Zuordnen (106) der kombinierten codierten Informationssymbole des ersten Satzes zu dem ersten Satz von Teilkanälen, und zum Zuordnen der kombinierten codierten Informationssymbole des zweiten Satzes zu dem zweiten Satz von Teilkanälen, derart, daß jedem Teilkanal ein kombiniertes codiertes Informationssymbol zugeordnet ist, so daß jedem Teilkanal des ersten Satzes von Teilkanälen sämtliche Informationen der Informationssymbole des ersten Satzes zugeordnet sind, und daß jedem Teilkanal des zweiten Satzes von Teilkanälen sämtliche Informationen der Informationssymbole des zweiten Satzes zugeordnet sind,

wobei sowohl der erste als auch der zweite Satz von Teilkanälen zumindest einen Teilkanal aufweisen, dessen Signal/Rausch-Verhältnis ohne das Kombinieren kleiner als ein Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis sein würde, das für das von dem Satz, zu dem dieser Teilkanal gehört, verwendete Codierverfahren minimal erforderlich ist, um eine vorbestimmte Zuverlässigkeit beim Decodieren der Informationssymbole zu erhalten, und dessen Signal-Rausch-Verhältnis aufgrund des Kombinierens größer oder gleich dem Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis ist.

22. Verfahren zum Empfangen eines gesendeten Signals, das

Informationen aufweist, wobei ein erster Satz von codierten Informationssymbolen des gesendeten Signals durch ein erstes Codierverfahren erzeugt ist, wobei das erste Codierverfahren einem codierten Informationssymbol des ersten Satzes von codierten Informationssymbolen eine erste Informationsmenge zugeordnet hat, und wobei ein zweiter Satz von codierten Informationssymbolen mittels eines zweiten Codierverfahrens erzeugt ist, wobei das zweite Codierverfahren einem codierten Informationssymbol des zweiten Satzes von codierten Informationssymbolen eine zweite Informationsmenge zugeordnet hat, die sich von der ersten Informationsmenge unterscheidet, wobei codierte Informationssymbole des ersten Satzes gemäß einer ersten Kombinationsvorschrift kombiniert sind, und wobei codierte Informationssymbole des zweiten Satzes gemäß einer zweiten Kombinationsvorschrift kombiniert sind, wobei kombinierte codierte Informationssymbole des ersten Satzes zu einem ersten Satz von Teilkanälen zugeordnet sind, und wobei kombinierte codierte Informationssymbole des zweiten Satzes zu einem zweiten Satz von Teilkanälen zugeordnet sind, wobei sowohl der erste als auch der zweite Satz von Teilkanälen zumindest einen Teilkanal aufweisen, dessen Signal/Rausch-Verhältnis ohne den Schritt des Kombinierens kleiner als ein Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis sein würde, das für das von dem Satz, zu dem dieser Teilkanal gehört, verwendete Codierverfahren minimal erforderlich ist, um eine vorbestimmte Zuverlässigkeit beim Decodieren der Informationssymbole zu erhalten, und dessen Signal/Rausch-Verhältnis aufgrund des Schritts des Kombinierens größer oder gleich dem Grenz-Signal/Rausch-Verhältnis ist, mit folgenden Schritten:

Extrahieren (110) der kombinierten codierten Informationssymbole der Teilkanäle aus dem gesendeten Signal unter Verwendung der Teilkanäle;

Verarbeiten (114a) der kombinierten codierten Informationssymbole des ersten Satzes unter Verwendung einer ersten Verarbeitungsvorschrift, die invers zu der ersten Kombinationsvorschrift ist, um die codierten Informationssymbole des ersten Satzes zu erhalten;

Verarbeiten (114b) der kombinierten codierten Informationssymbole des zweiten Satzes unter Verwendung einer zweiten Verarbeitungsvorschrift, die invers zu der zweiten Kombinationsvorschrift ist, um codierte Informationssymbole des zweiten Satzes zu erhalten;

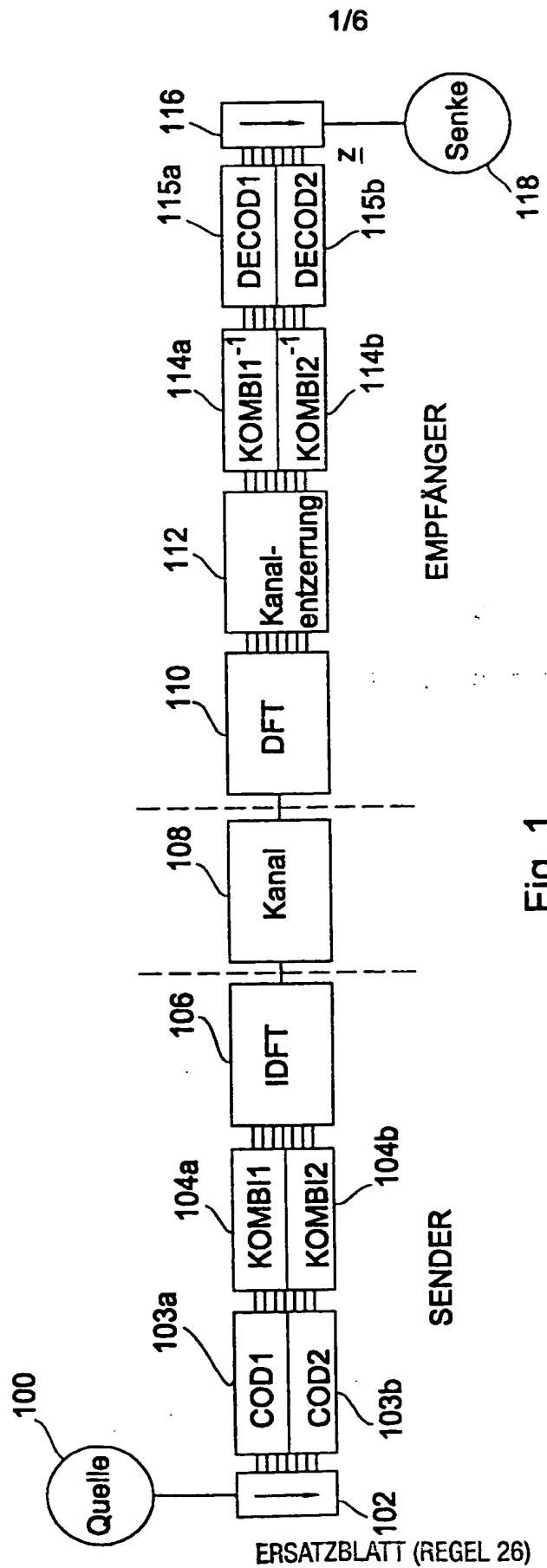
Decodieren (115a) der codierten Informationssymbole des ersten Satzes, um die Informationen, die den codierten Informationssymbolen des ersten Satzes zugeordnet sind, wiederzugewinnen, wobei die erste Einrichtung zum Decodieren angeordnet ist, um auch den zumindest einen Teilkanal des ersten Satzes von Teilkanälen zu decodieren; und

Decodieren (115b) der codierten Informationssymbole des zweiten Satzes, um die Informationen, die den codierten Informationssymbolen des zweiten Satzes zugeordnet sind, wiederzugewinnen, wobei die zweite Einrichtung zum Decodieren angeordnet ist, um auch den zumindest einen Teilkanal des zweiten Satzes von Teilkanälen zu decodieren.

23. Verfahren nach Anspruch 22, das ferner vor den Schritten des Verarbeitens folgenden Schritt aufweist:

Normieren (112) der Teilkanäle, derart, daß jeder Teilkanal nach dem Normieren die im wesentliche gleiche Leistung aufweist.

This Page Blank (uspto)



This Page Blank (uspto)

2/6

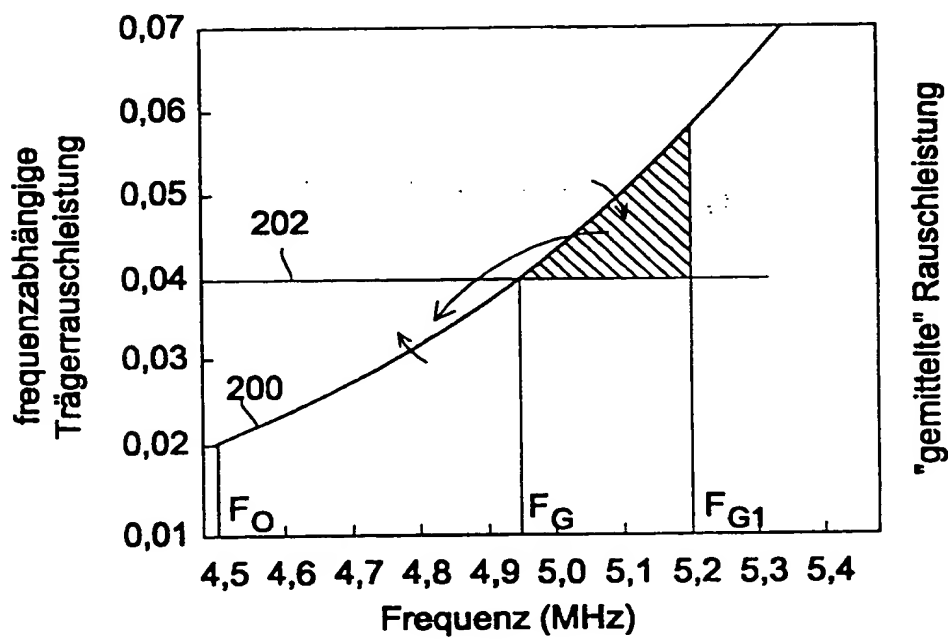


Fig. 2

This Page Blank (uspto)

3/6

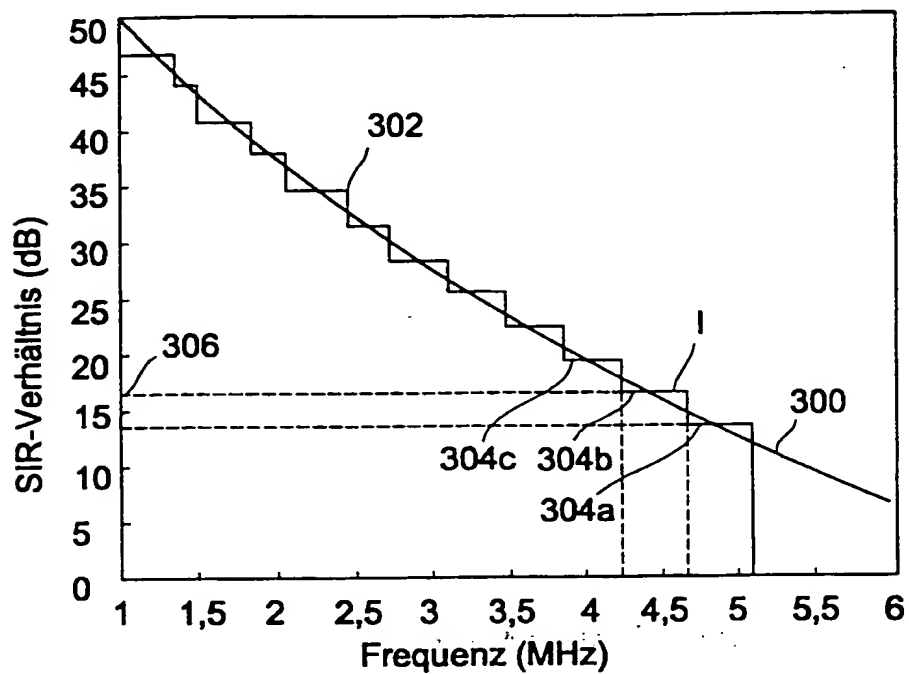


Fig. 3

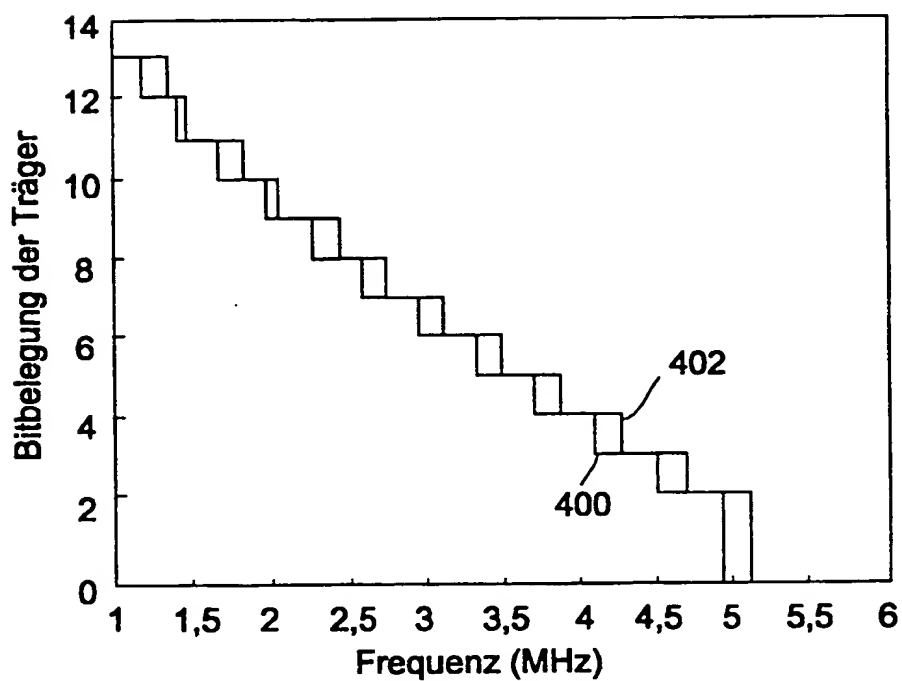


Fig. 4

This Page Blank (uspto)

4/6

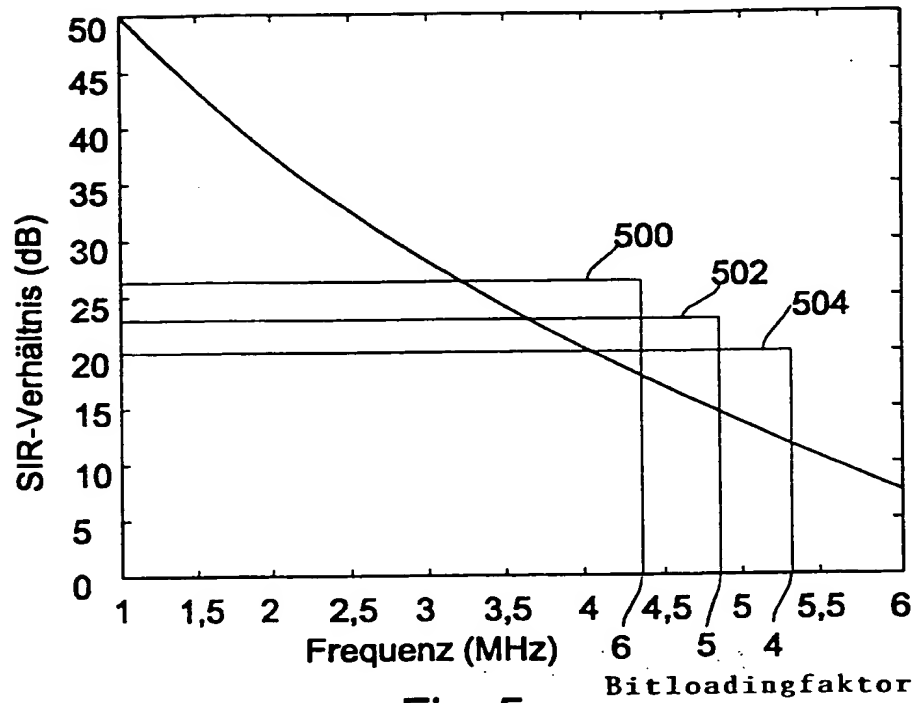


Fig. 5

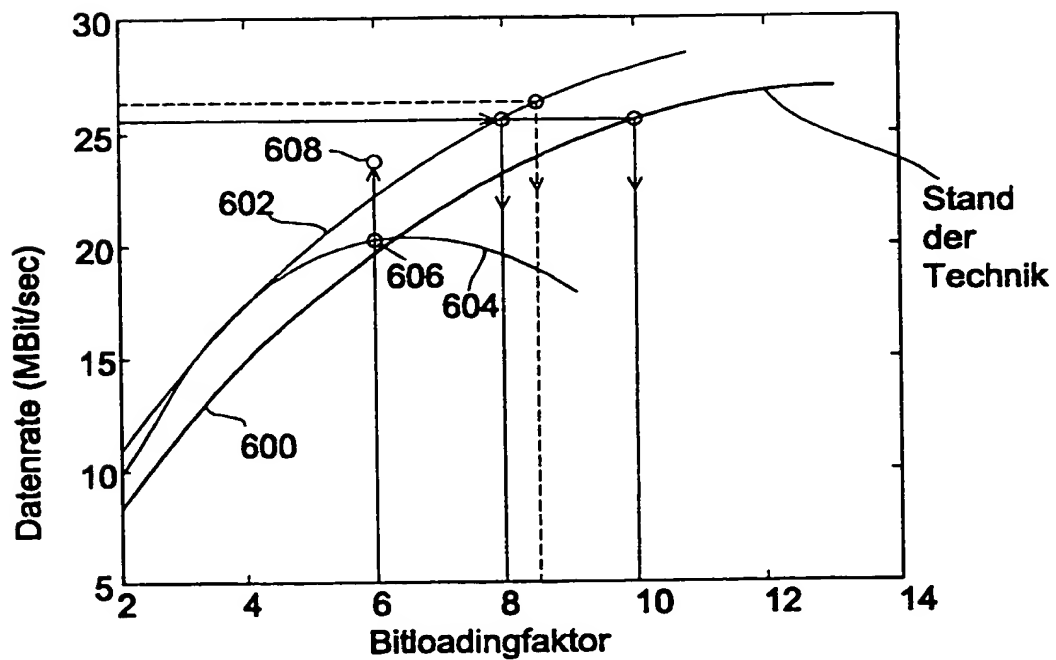


Fig. 6

This Page Blank (uspto)

5/6

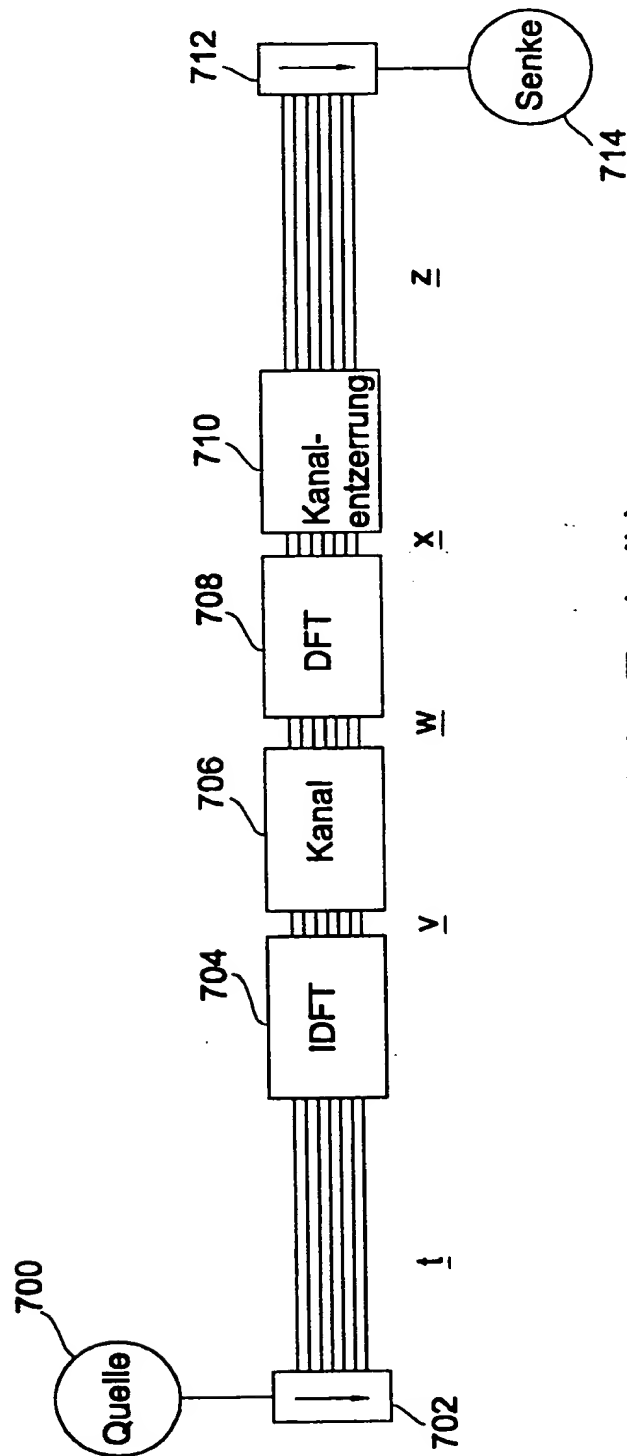


Fig. 7 (Stand der Technik)

This Page Blank (uspto)

6/6

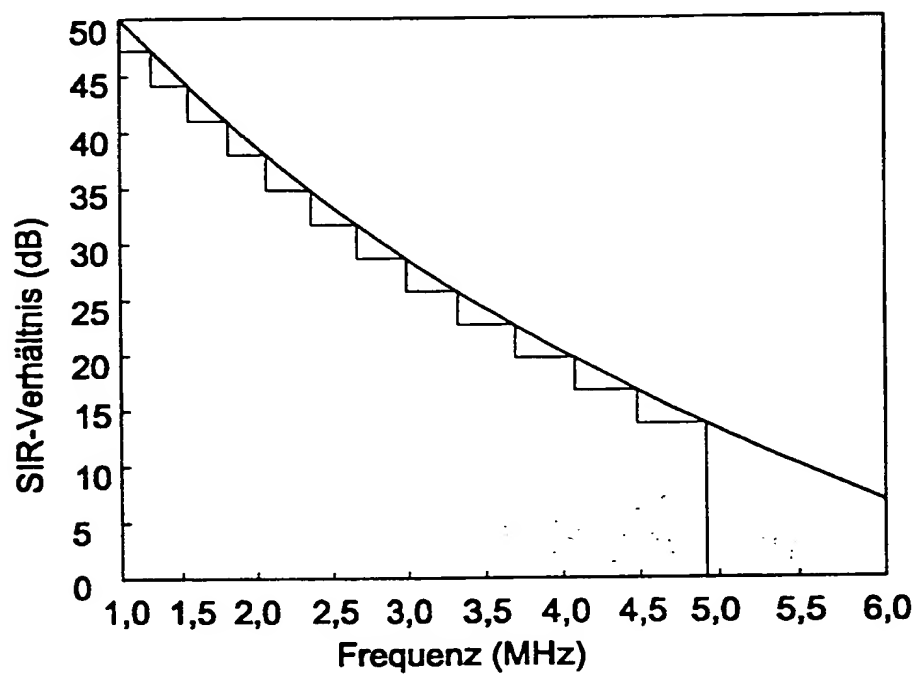


Fig. 8 (Stand der Technik)

This Page Blank (uspto)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No

PCT/EP 99/08134

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 7 H04L27/26

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 7 H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	LINDNER J: "CHANNEL CODING AND MODULATION FOR TRANSMISSION OVER MULTIPATH CHANNELS" ARCHIV FUR ELEKTRONIK UND UBERTRAGUNGSTECHNIK, S. HIRZEL VERLAG. STUTTGART, DE, vol. 49, no. 3, 1 May 1995 (1995-05-01), pages 110-119, XP000590761 ISSN: 0001-1096 cited in the application the whole document	1-23
Y	EP 0 753 948 A (ALCATEL BELL NV) 15 January 1997 (1997-01-15) abstract page 2, line 48 - line 56 page 3, line 14 - line 24 page 4, line 18 - line 52 page 5, line 20 - line 32	1-23

☒

Further documents are listed in the continuation of box C.

☒

Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents :

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

18 February 2000

Date of mailing of the international search report

25/02/2000

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl.
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Toumpoulidis, T

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No

PCT/EP 99/08134

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages.	Relevant to claim No.
Y	EP 0 742 654 A (FRANCE TELECOM ;TELEDIFFUSION FSE (FR)) 13 November 1996 (1996-11-13) abstract column 14, line 20 - line 35 -----	1-23
Y	US 3 792 355 A (FUKINUKI T ET AL) 12 February 1974 (1974-02-12) column 1, line 22 - line 55 -----	15,19

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/EP 99/08134

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP 0753948	A	15-01-1997	AU 5832896 A	23-01-1997
			CA 2180972 A	12-01-1997
			US 5790550 A	04-08-1998
EP 0742654	A	13-11-1996	FR 2734109 A	15-11-1996
US 3792355	A	12-02-1974	JP 53014909 B	20-05-1978
			JP 50029618 B	25-09-1975

This Page Blank (uspto)

INTERNATIONALER RESEARCHBERICHT

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP 99/08134

A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES

IPK 7 H04L27/26

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK

B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierte Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)

IPK 7 H04L

Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie ¹	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
Y	LINDNER J: "CHANNEL CODING AND MODULATION FOR TRANSMISSION OVER MULTIPATH CHANNELS" ARCHIV FÜR ELEKTRONIK UND ÜBERTRAGUNGSTECHNIK, S. HIRZEL VERLAG, STUTTGART, DE, Bd. 49, Nr. 3, 1. Mai 1995 (1995-05-01), Seiten 110-119, XP000590761 ISSN: 0001-1096 in der Anmeldung erwähnt das ganze Dokument	1-23
Y	EP 0 753 948 A (ALCATEL BELL NV) 15. Januar 1997 (1997-01-15) Zusammenfassung Seite 2, Zeile 48 - Zeile 56 Seite 3, Zeile 14 - Zeile 24 Seite 4, Zeile 18 - Zeile 52 Seite 5, Zeile 20 - Zeile 32	1-23

-/--



Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen



Siehe Anhang Patentfamilie

¹ Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :

"A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

"E" älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

"L" Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)

"O" Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht

"P" Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

"T" Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

"X" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung: die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderscher Tätigkeit beruhend betrachtet werden

"Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung: die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderscher Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist

"Z" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

18. Februar 2000

Absendedatum des internationalen Recherchenberichts

25/02/2000

Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde

Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 340-3016

Bevollmächtigter Bediensteter

Toumpoulidis, T

C.(Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
Y	EP 0 742 654 A (FRANCE TELECOM ;TELEDIFFUSION FSE (FR)) 13. November 1996 (1996-11-13) Zusammenfassung Spalte 14, Zeile 20 - Zeile 35 ----	1-23
Y	US 3 792 355 A (FUKINUKI T ET AL) 12. Februar 1974 (1974-02-12) Spalte 1, Zeile 22 - Zeile 55 -----	15, 19

INTERNATIONALER RESEARCHBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP 99/08134

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
EP 0753948 A	15-01-1997	AU 5832896 A CA 2180972 A US 5790550 A	23-01-1997 12-01-1997 04-08-1998
EP 0742654 A	13-11-1996	FR 2734109 A	15-11-1996
US 3792355 A	12-02-1974	JP 53014909 B JP 50029618 B	20-05-1978 25-09-1975

This Page Blank (uspto)
